

8 月

昭和22年8月26日
第三種郵便物認可

昭和35年7月26日印刷
昭和35年8月1日発行

毎月1回
1日発行

電気学会雑誌

The Journal of the Institute of Electrical Engineers of Japan

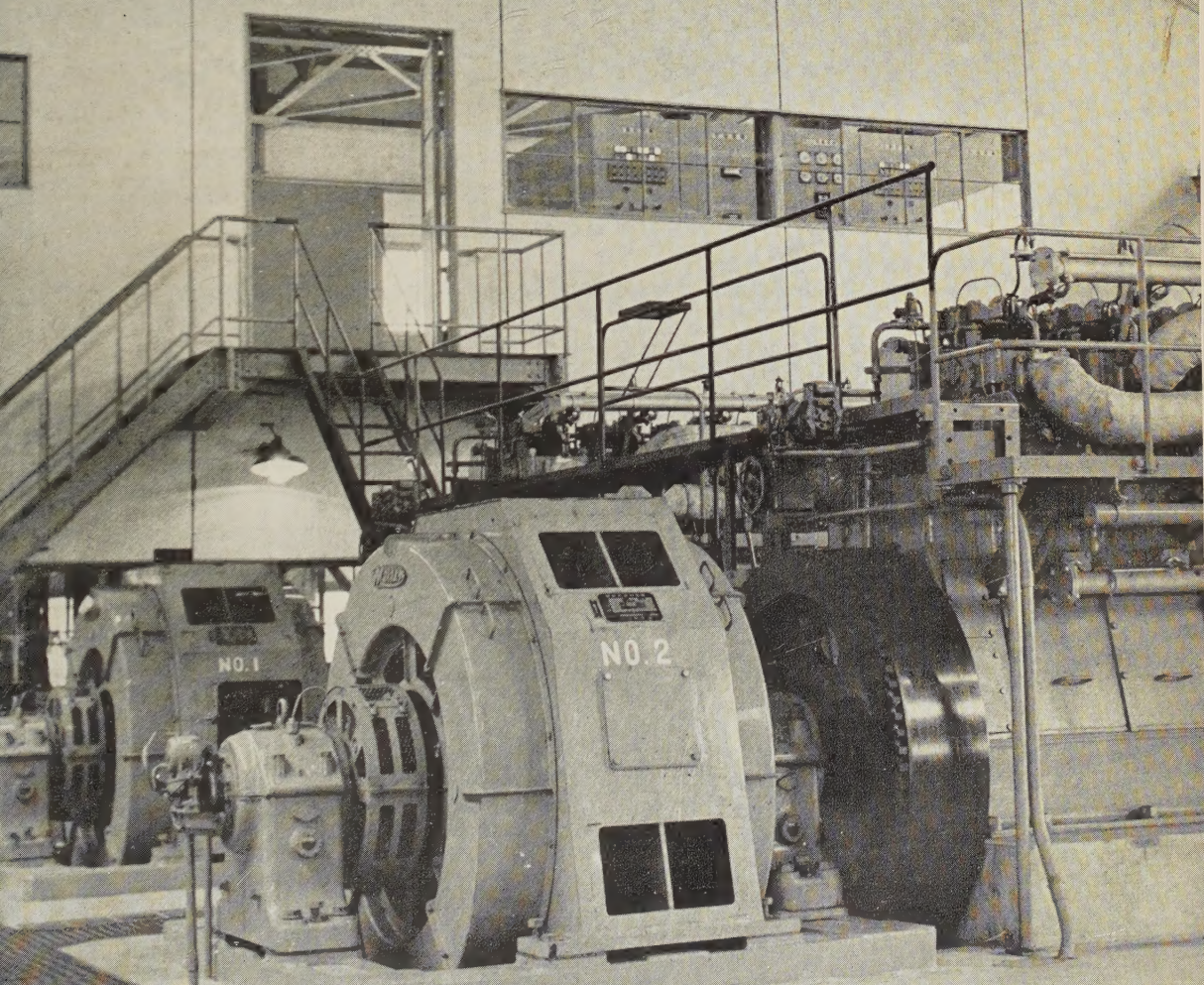
st

1960

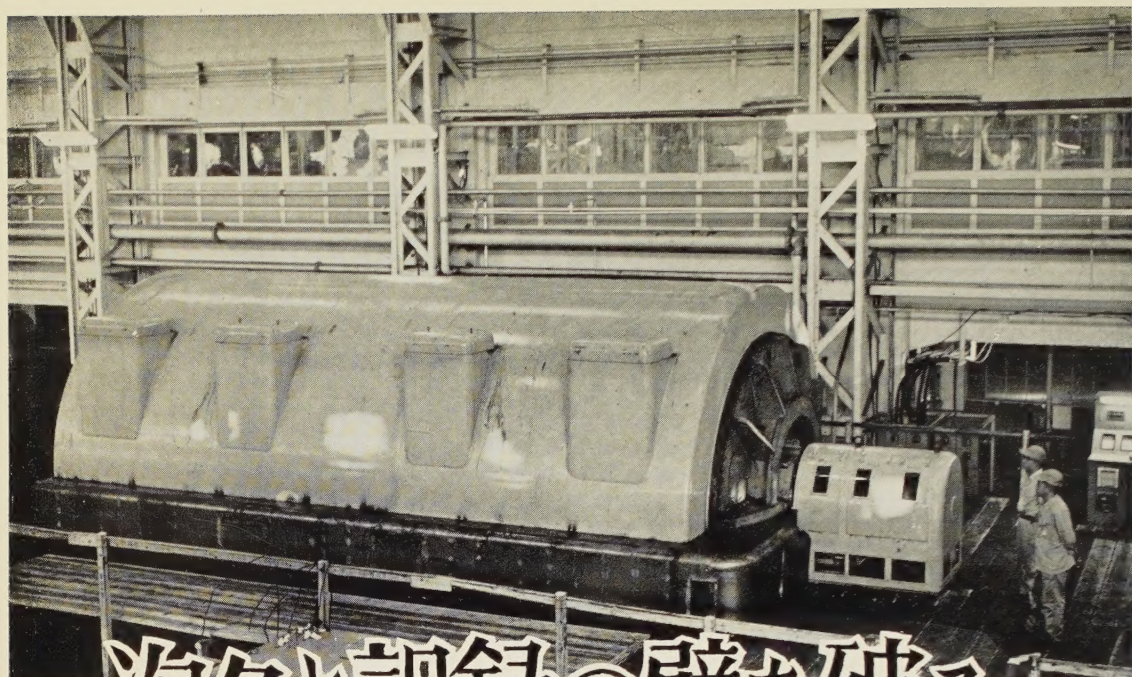
大阪瓦斯株式会社・北港工場

1,250 kVA 自励複巻交流発電機

(株式会社 明電舎 製)



Published monthly by **Denki Gakkai** (The Institute of Electrical Engineers of Japan) Tokyo



次々と記録の壁を破る

写真は工場完成の 281,600 kVA タービン発電機

東芝では、昭和3年7月に初めて 700 kVA タービン発電機を完成以来今日まで、幾多の輝かしい記録品を含めて、428 万 kVA (340 万 kW) 240台を完成、目下製作中のものも入れると、618 万 kVA (489 万 kW) 355台に及びます。

さらに今回、中部電力株式会社新名古屋火力発電所3号機用として、大幅に記録を更新した 281,600 kVA タービン発電機を完成しました。これは東洋最大であるばかりでなく、タンデムコンパウンド形としては世界でも有数のものです。

Toshiba

東芝
タービン発電機

東芝タービン発電機主要記録品

昭和3年	700 kVA	3,600 rpm 機	初めて完成
昭和8年	22,500 kVA	3,600 rpm 機	3,600 rpm では 世界最大出力
昭和8年	62,500 kVA	1,800 rpm 機	東洋最大
昭和13年	93,750 kVA	1,800 rpm 機	東洋最大
昭和17年	37,500 kVA	3,600 rpm 機	3,600 rpm では 東洋最大
昭和28年	64,700 kVA	3,600 rpm 機	国産最初の水素冷却機
昭和32年	160,000 kVA	3,000 rpm 機	東洋最大
昭和34年	160,000 kVA	3,600 rpm 機	東洋最大
昭和35年	281,600 kVA	3,600 rpm 機	東洋最大

東京芝浦電気株式会社

● 超高圧 150MVA

エレファント変圧器

本変圧器は東京電力株式会社の 275 kV 超高圧外輪系の局配用として横須賀火力発電所に設置される新鋭高圧器で、引出用端子はすべてケーブル直接引込式のエレファント形を採用し、三次巻線により励磁される別置ヤンセン式負荷時電圧調整器を有するなど、多くの特長を備えています。

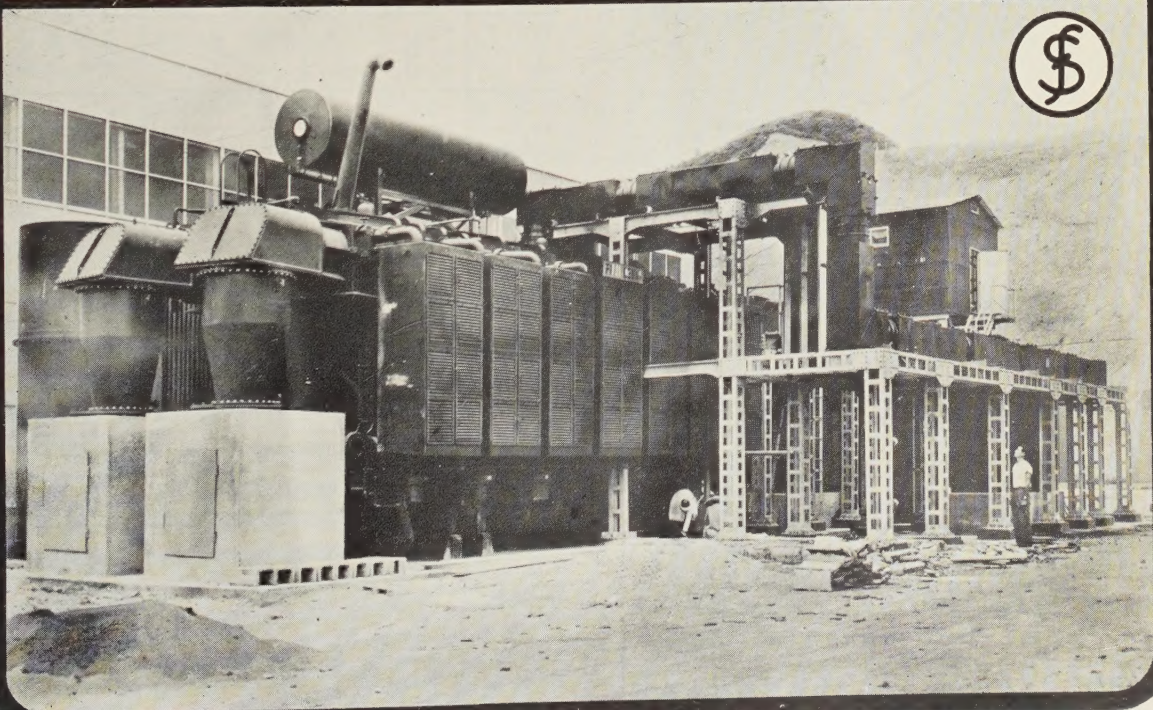
・変圧器仕様

屋外用三相三巻線送油風冷式エレファント形
50% 275 / 66 / 15.4kV 150 / 150 / 50MVA

富士

エレファント 変圧器

富士電機製造株式会社

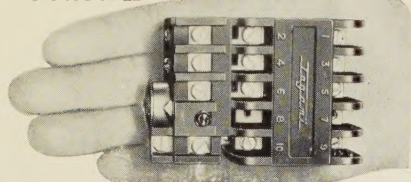


Tagami

PAK型 戸上電磁開閉器 シリーズ

500万回以上の機械的動作試験に合格、中央反撥バネ式により構造簡単、超小型軽量

PAK 11型



本器は、独特の技術による最優秀品で、他の追従を許さず、なお11型は超小型で、3馬力以下用および、電磁継電器としても好評噴々
型式名は定格電流と同じです

3 HP以下用一継電器用

150型

300型

600型



PB-2型
押釦の外観

75型



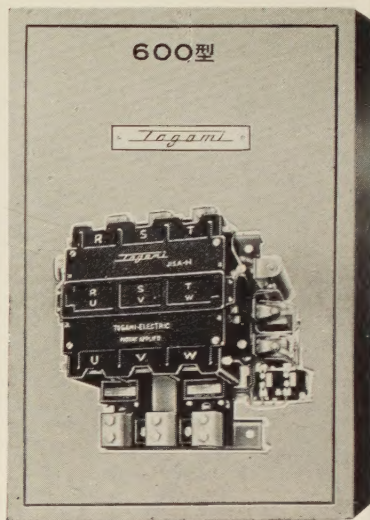
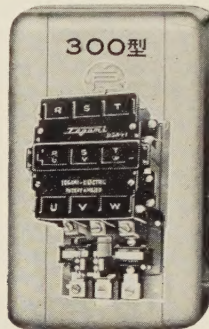
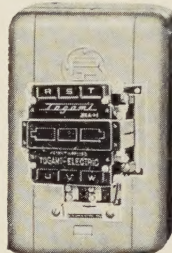
11型



18型



35型



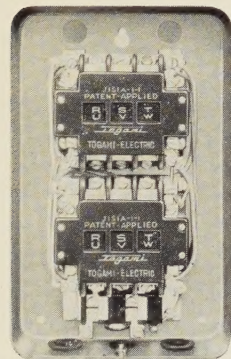
……近く7型(7A)を出します これは4a 4b迄の
モーターの起動用、オートメーション継電器用

接触を付け得るので 電磁継電器用に適します 乞御期待……

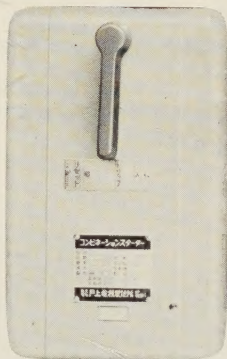
本器は一般には、上図の如く熱動継電器付とし、閉鎖型外函を有しますが、使用目的により、防食型、防爆型等、各種出来ます(左図)尚制御用配電盤等には中身だけでも使用します

型式別 最大使用KW (HP) 表 (3P)

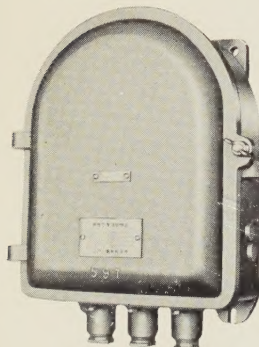
電 圧 型 式	200/220V		400/440V		取 付 得 る 補 助 接 触
	KW	(HP)	KW	(HP)	
11 型	2.2	3	2.2	3	1a 1b 其他
18 "	4.0	5	5.5	7.5	1a 1b(2a2b)
35 "	7.5	10	11	15	" " "
75 "	19	25	30	40	2a 2b 固定
150 "	37	50	55	75	" " "
300 "	75	100	110	150	" " "
600 "	150	200	220	300	" " "



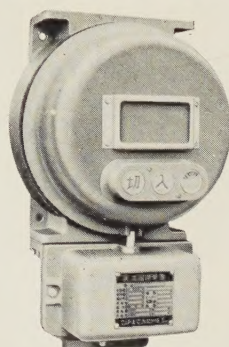
RSK 可逆型



GCM コンビネーション



PA-KT 防食型



KZM 新防爆型

PAK 型	閉鎖型 外函付 電磁開閉器(継電器付)
PAK-I	電磁開閉器 だけ(外函熱動継電器無)
PAK-II	電磁開閉器 熱動継電器付(外函なし)

東京営業所 一港区芝虎ノ門 実業会館ビル ……(電・(591)3900~2)
大阪営業所 一北区芝田町44 芝田ビル ……(電・(34)3271~4)
名古屋営業所 一名古屋市駅前 住友銀行ビル ……(電・(54)0523・2723)
福岡営業所 一天神町 天神ビル ……(電・(4)0360・0368~9)
札幌営業所 一大通西5丁目 大五ビル ……(電・(2)3669(4)4910)
東京戸上商事 一干代田区神田旭町 大蓄ビル ……(電・(251)5285・7546・9645)
大阪戸上商事 一北区芝田町44 芝田ビル ……(電・(36)5191・5192)
名古屋工場 一熱田区花表町3/18 ……(電・(8)7487・9420)
本 社 工 場 一佐賀市大財町385 ……(電・佐賀(代表)4121)

戸上電機製作所

電 気 工 学 年 報

昭 和 3 5 年 版

予 約 募 集

B5判・650ページ・上質紙使用

定価 450円（送料 50円）

会員予約特価 350円（送料 当会負担）

☐ 会員特価は、電気通信学会および照明学会会員にも適用します。

☐ 10部以上を取りまとめて申込まれる場合は、予約特価の1割引。（送料当会負担）

☐ 会員予約特価の払込期日 9月30日まで。（発行は10月中旬の予定）

電気工学年報 は、電気学会調査研究委員会の各技術委員会が電気工学および工業の全部門における進歩発達の状態を内外にわたり調査編集したもので、関係各位の必須の文献として広く利用されております。ここに昭和34年版以降の状態を集録し、35年版を発行することといたしました。

製品紹介欄 は、日本の工業が生んだ製品を広く紹介し、内容の周知を図り、需用の便に供する目的を以て27年版よりこれを設けたもので、日本工業界の最先端を知りうる好個の資料として好評を博しているものであります。35年版も、本邦の代表的メーカ数十社の製品を約300ページにわたり紹介、本文と表裏一体となって本年報の内容を一層豊富にしております。

廉価提供 本年報は、本文340ページ、製品紹介300ページ、上質紙使用の上製本であります。とくに広く普及する目的で会員予約特価350円の廉価としました。

—内容目次裏面参照—

.....◆.....

東京都千代田区有楽町1の3

発 行 所 電 気 学 会

振替口座東京 3168

内 容 目 次

1 教育および研究

- 1 教育 2 研究 3 学会 4 特許

2 電気物理

- 1 応用数学 2 物性 3 放電 4 音響
5 電気回路

3 電気計測

- 1 単位および標準 2 電気計器 3 需給計器
および計器用変成器 4 電気磁気測定 5 電気
応用計測

4 電子回路

- 1 正弦波回路 2 パルス回路 3 その他の回路
4 電子回路部品

5 電子装置

- 1 電子管材料 2 真空技術 3 放電管
4 送信管 5 受信管 6 マイクロ波管
7 光電子管および電子増倍管 8 電子線管
9 電子顕微鏡 10 X線管 11 粒子加速装置
12 トランジスタ 13 半導体素子 14 パラメ
トリック増幅器

6 電気機器

- 1 同期機 2 誘導機 3 交流整流子機
4 直流機・回転変流機 5 水銀整流器・接触変流
機・電力用半導体整流器 6 変圧器 7 電力用
コンデンサ 8 シャ断器・開閉器・ヒューズ
9 避雷器 10 磁気増幅器 11 配電盤・制御
装置

7 電力

- 1 電気事業 2 電力系統 3 水力発電 4 火
力発電 5 特殊発電(風力・地熱・潮力) 6 変電
7 架空送電 8 地中送電 9 配電 10 電力
用通信 11 給電

8 電灯照明

- 1 照明の基礎 2 光源 3 照明器具
4 照明施設

9 電気鉄道

- 1 電気鉄道一般 2 電鉄用変電所 3 電車線路
4 電気車 5 信号 6 鉄道通信

10 電気通信

- 1 通信事業・統計 2 通信理論 3 通信基準
4 音響・通話標準 5 電話機 6 交換方式・
装置 7 電信方式・装置 8 伝達方式・装置
9 通信用線路 10 電波伝播 11 アンテナ
12 無線通信方式・装置 13 放送 14 通信
用部品・材料 15 通信用電源 16 航法無線・
レーダ・電波応用・モノタイプ

11 電気材料

- 1 金属材料 2 磁気材料 3 無機材料
4 有機材料 5 電気材料試験法

12 電線およびケーブル

- 1 裸線 2 電力ケーブル 3 通信ケーブル
4 絶縁電線 5 巻線

13 電気化学・電熱

- 1 電池 2 水溶液電解 3 熔融塩電解
4 電熱化学 5 電解冶金 6 表面処理および
防食 7 電解用直流電源 8 誘電加熱
9 誘導加熱 10 アーク加熱 11 抵抗加熱
12 溶接

14 電気応用

- 1 電動力応用 2 一般電気応用

15 オートメーション

- 1 自動制御理論 2 変換装置 3 制御用機器
4 遠隔測定および制御 5 電子計算機および事務
機械 6 オートメーションの実施面

16 原子力

- 1 原子力平和利用活動 2 原子核 3 原子炉
工学 4 原子動力 5 放射線計測 6 放射
線および放射性同位元素

製品紹介

電力用機器
産業用一般機器
原子力およびオートメーション機器
計測機器および試験装置
家庭電気用品
電線・ケーブル
通信機器
電気材料

電 気 学 会 雑 誌

昭 和 35 年 8 月

第 80 卷 第 8 冊 第 863 号

本 号 の み ど こ ろ

西支部、東北支部、北陸支部、九州支部連合大会講演案
第 13 回電磁界理論研究専門委員会開催、その他 の
旨がある。(前 4~5)

飽和変圧器を含む強制振動回路の過渡現象 筆者が先に
察した非線形微分方程式を解く方法 (V 関数法と名づける
式解法) を用いて飽和変圧器の過渡現象を解析した例を示
している。解き方は前論文 (電学誌第 77 巻, 昭和 32 年 11
) と同じであるが、振動永く持続する場合に相当手を抜い
てもよいことを示してある。(1077 ページ)

火花破壊過程におよぼす回路条件の影響 気体中の火花
破壊過程における回路条件、特に直列抵抗の影響について実
験的に明らかにし、Townsend 放電の r_p 領域のほうが r_i
領域よりも大きな影響を持つことを、過程中的電流による電
圧降下に基づく α 作用の減少の差で説明しようとするもので
ある。(1087 ページ)

拡張された飽和関数法について 急しゅんな飽和を含む
自動制御系の動特性を解析するにあつて、系の特性を非整数
積分制御系で近似し、系のリミットサイクルを求める方法
を提示し、さらにその関数と Riemann の Zeta 関数の関係
明らかにしてある。また本法の適用範囲に言及している。
(1094 ページ)

乱数電圧を用いる積分演算器 積分演算を行うにあつ
て、被積分関数をそれに対応した不規則パルスに変換したの
で、デジタルな演算を施し、この不規則パルス列の統計的
性質を利用して、積の積分などを得る演算方式および試作演
算器について述べてある。(1104 ページ)

**Variable Phase Shifter を用いた電気機械の等価回路
誘導法** Kron 氏による電気機械の直交軸等価回路理論
における Phase shifter を、竹内氏の多軸行列法を根底にお
て拡大適用して、その物理的意義と取扱法を述べ、非ホロ
ーム系の機械にも一貫して適用され、その等価回路を機械
に誘導することができる。(1113 ページ)

酸化物陰極の電子顕微鏡的研究 酸化物陰極として使用

される BaO, (BaSr)O, BaO+SrO, (BaSrCa)O の熱電子
放出と陰極の表面構造、あるいは結晶粒子の大きさとの関係
が電子顕微鏡的手法によって研究されている。

(1123 ページ)

強誘電体薄膜の製法ならびに性質について チタン酸バ
リウム系の強誘電体薄膜を電気泳動法および沈降法で製作す
る場合の製法ならびにそれにより製作された薄膜の電気的特
性を検討したものであつて、同一筆者のすでに発表されたも
のにさらに改良を加えてある。(1133 ページ)

逆根軌跡によるサーボ機構の図式設計法 応答波形中、
代表的な 2 根を仮定して、逆根軌跡法により、サーボ系の直
列補償要素を決定する方法を述べたものである。

(1140 ページ)

電力系統と AVR の速応比 電力系統における負荷しゃ
断時の機圧上昇、過渡安定度、動態安定度の三つの面からみ
て総合的に AVR の速応比をいかなる値にとるのが最適で
あるかを論じたものである。(1150 ページ)

誌上討論 林氏の「電力系統と AVR の速応比」に対し
て梅津氏が討論したもの。(誌上討論 1158 ページ)

磁気増幅器の多段接続(要旨) 磁気増幅器を多段に接続
した場合は、増幅度は各段の増幅度の積にならず、ときには
跳躍などの特異現象を伴なう。本報告はこれら異常現象につ
いて現在までに指摘され解明されたものを総括している。

(報告 1161 ページ)

直流機の端子記号について(要旨) 直流機の最近の技術
進歩に伴ない、新しい構造や種々の巻線をもつものが現われ
るようになり、従来の規格に定められている端子記号では不
備な点を生じている。これに対し実情に即した記号法の案が
作成された。(報告 1163 ページ)

電気接点の諸問題 わが国の接点の研究は 20 年前から
行われているが、他の部門のように普及されていない。そこ
で接点の研究が電気工学においていかに重要なものであるか
を述べ、接点の概念と故障調査および対策を明らかにし、接
点と電気機械の発達との相互関係および接点に関する二三の問
題などを述べて、わが国接点の現状と将来の進むべき方針を
述べている。(技術綜説 1165 ページ)

目 次

資 料・論 文

飽和変圧器を含む強制振動回路の過渡現象	池野 英三	1077 (1)
火花破壊過程におよぼす回路条件の影響	森 為可	1087 (1)
拡張された飽和関数法について	真鍋 舜治	1094 (1)
乱数電圧を用いる積分演算器	池辺 潤・佐藤 拓宋	1104 (2)
Variable Phase Shifter を用いた電気機械の等価回路の誘導法	宮入 庄太	1113 (3)
酸化物陰極の電子顕微鏡的研究	菅田 栄治・中村 勝吾	1123 (4)
強誘電体薄膜の製法ならびに性質について	山中 俊一・猪熊 敏夫・細貝 松夫	1133 (5)
逆根軌跡によるサーボ機構の図式設計法	片山 愛介	1140 (6)
電力系統と AVR の速応比	林 重雄	1150 (7)

誌 上 討 論

林氏の「電力系統と AVR の速応比」に対する討論	梅津 照裕	1158 (8)
梅津氏の討論に対する回答	林 重雄	1159 (8)

報 告

磁気増幅器の多段接続 (要旨)	磁気増幅器専門委員会	1161 (8)
直流機の端子記号について (要旨)	直流機専門委員会	1163 (8)

技 術 線 説

電気接点の諸問題	土屋 金弥	1165 (8)
----------	-------	----------

製 品 紹 介

高圧用 $\tan \delta$ 測定器	安藤電気株式会社	1173 (9)
カッププライ線	大日電線株式会社	1174 (9)

学 界 時 報

特 許 紹 介		1175 (9)
---------	--	----------

ニ ュ ー ス

本 会 記 事		1207 (13)
---------	--	-----------

調 査 委 員 会 記 事

会 告	〔関西支部、東北支部、北陸支部、九州支部連合大会講演案内、第 13 回電磁界理論研究専門委員会開催、昭和 35 年連合大会論文集およびシンポジウム予稿について〕	1211 (13)
-----	--	-----------

(前 4 ~ 5)

電 気 学 会 雑 誌 へ の 寄 稿 注 意

- 寄稿者は原則として本会会員に限る。
- 本会所定の原稿用紙に「電気学会雑誌寄稿のしおり」に基づいて執筆のこと。これらは申込み次第送付する。
- 寄稿の種類
 - 資料・論文 (長さは刷上り 10 ページ以内、英文要旨付) (雑誌 1 ページは本会原稿用紙で 6 枚)
学術および技術に寄与する新しい研究成果
 - 誌上討論 (長さは原則として刷上り 1 ページ以内)
本会誌に掲載された事項に関する討論およびそれに対する原著者の回答
 - 寄書 (長さは原則として刷上り 2 ページ以内)
学術又は技術に関して、会員一般の関心を促すための意見。本会の事業および動向に対する批判、意見等
- 3・4 会員の声 (600 字以内、用紙随意)
雑誌、講演会その他本会の事業を改善するための建設的意見等を簡潔に執筆したもの。誌上匿名は差支ない。採否は編修理事が決定する。又要旨だけ掲載する場合もある。
- 本会受付前に他の公開出版物にはは同じ位詳しく掲載されたものは原則として掲載しない。
- 英文要旨 資料・論文に 300~500 語以内 (図表を付けない) の英文要旨を付けること。これは海外向本会誌のみに掲載する。
- 原稿の送付先 東京都千代田区有楽町 1 丁目 3 番地
電気学会編修課
- 別 刷 50 部までは無料で著者に贈呈。それ以上は有料。

大阪瓦斯株式会社北港工場

1,250 kVA 自励複巻交流発電機

(株式会社 明電舎製)

(表紙写真説明)

本機は、自励複巻交流発電機について業界随一の実績を有する明電舎が、その経験と技術を駆使して製作したディーゼル交流発電機である。特長を要約すれば次のごとくである。

(1) シェルヨーク形回転子構造の採用 軽量小形にもかかわらず機械的強度大

(2) 自励複巻交流発電機の採用 電氣的特性優秀、小形化、軽量化、保守点検容易

(3) ミューレジンの採用 電機子コイル、界磁巻線の絶縁に対してポリエステル系の特殊充填材“ミューレジン”を使用したので特に耐湿性が良好で発電機の寿命を長くする。

定格は次のごとくである。

台数：2台、形式：横軸開放形回転界磁突極形(自励式)、出力：1,250kVA、極数：14、電圧：3,300V、電流：219A、周波数：60c/s、回転速度：514rpm、力率：80% おくれ

なお明電舎では、自励複巻交流発電機として世界最大容量を誇る電源開発・二又発電所 40,000 kVA 水車発電機2台を現在製作中である。このことはわが国の発電機製作史上特筆に値することである。

会長	後藤	藤田	以節	紀雄
副会長	福見	浅井	田本	義弘
	宮平	井寛	茂一	業郎
総務理事	関山	英太	三郎	男郎
会計理事	和田	重久	暢男	
編修理事	小沢	健一		
	森井	英久	夫義	
	柳之	園親	佐夫	
調査理事	荒岡	村総	吾	
東京支部長	斎藤	幸千	男博	
関西支部長	林村	富芳	雄彦	
九州支部長	高野	上武	重雄	
東北支部長	佐竹	川重	男造	
中国支部長	松本	秋電	喜	
北海道支部長	加藤	保		
北陸支部長	北脇			
四国支部長				

告 白 目 次

ア	三 社 電 機 (前30)	チ	日 新 電 機 (前27)	藤 倉 電 線 (前11)
明 製 作 所 (後18)	山 洋 電 気 (後11)	千 野 製 作 所 (後1)	日 測 電 子 工 業 (前23)	古 河 電 気 工 業 (前8)
安 藤 電 気 (前9)	シ	中 央 製 作 所 (前40)	日 本 開 閉 器 (後7)	ホ
イ	新 日 本 電 気 (前37)	中 外 接 点 (後17)	日 本 科 学 治 金 (後6)	本 多 電 機 (後9)
岩 佐 電 気 科 学 (後19)	昭 和 電 線 (前10)	ツ	日 本 抵 抗 器 (後18)	マ
岩 崎 通 信 機 (前48)	昭 和 電 熱 (後14)	ト	日 本 電 気 (前36)	松 尾 電 機 (後20)
エ	島 津 製 作 所 (後21)	戸 上 電 機 (みどころ対向)	日 本 電 気 精 機 (後6)	松 下 通 信 工 業 (前9)
荏 原 製 作 所 (後3)	神 鋼 電 機 (前26)	鴻 亜 電 波 工 業 (前41)	日 本 電 気 機 材 (後20)	松 下 電 器 産 業 (後1)
永 進 電 気 (後10)	新 興 通 信 工 業 (後10)	東 海 高 熱 工 業 (後16)	日 本 電 計 (後14)	ミ
エ・ア・ブrawn (前13)	新 中 央 工 業 (後2)	東 京 芝 浦 電 気 (表2)	日 本 電 源 機 器 (前46)	三 菱 鉛 筆 (後22)
オ	ス	東 京 真 空 機 械 (後15)	日 本 電 線 (前7)	三 菱 電 機 (表3)
大 倉 電 気 (後4)	水 道 機 工 (後9)	東 京 電 氣 精 機 (前43)	日 本 電 波 (前42)	メ
大 阪 歯 車 工 業 (後21)	鈴 木 電 工 (後7)	東 京 理 工 舎 (前12)	日 本 イ ン タ ー ナ シ ョ ナ ル 整 流 器 (前18)	目 黒 電 波 測 器 (前44)
大 阪 変 圧 器 (前28)	住 友 電 気 工 業 (前6)	東 電 舎 (後8)	日 本 マ イ ク ロ モ ー タ ー (前25)	明 電 舎 (表1)
沖 電 気 (前15)	ス タ ー ラ イ ト 工 業 (後19)	東 邦 産 研 (前33)	ハ	ヤ
カ	セ	東 邦 計 量 器 (後16)	ハ ン セ ン 電 機 (前22)	安 川 電 機 (前31)
桂 川 電 機 (後8)	整 電 舎 (後13)	東 洋 計 器 (前29)	ヒ	ヨ
神 岡 金 属 (記中1228ページ)	聖 電 工 業 (前49)	東 洋 端 子 (前32)	日 立 製 作 所 (表4)	横 河 電 機 (前16)
キ	精 機 工 業 (後22)	東 洋 通 信 機 (前20)	日 立 電 線 (前21)	リ
共 和 無 線 (後5)	関 商 事 (前45)	中 里 合 名 (後17)	日 立 電 機 研 究 所 (前17)	理 化 電 機 工 業 (後11)
コ	ソ	中 村 電 機 (後17)	ヒ ラ イ 電 計 機 (後13)	理 化 電 機 研 究 所 (前14)
コ ロ ナ 電 気 (後12)	双 信 電 機 (後12)	長 浜 製 作 所 (後3)	フ	立 正 電 機 (前34)
コ ロ ナ モ ー タ ー (前47)	タ	ニ	富 士 機 器 (後15)	ワ
サ	高 岳 製 作 所 (前38)	二 井 蓄 電 器 (前19)	富 士 電 機 (表2対向)	渡 辺 電 機 (後4)
佐 藤 金 属 (後5)	高 砂 製 作 所 (後2)		富 士 通 信 機 (前50)	
三 栄 測 器 (前35)	タ ケ ダ 理 研 (前24)			



電 気 学 会

東京都千代田区有楽町一丁目三番地

電話和田倉(201) 983番 振替口座 東京 3168番

電気三学会北陸支部連合大会講演募集

期 日 昭和 35 年 10 月 19 日 (水) 20 日 (木)

会 場 金沢大学工学部

講演者 会員に限る。所属支部および発表件数の制限はない。ただし必要と認めた場合には適宜処理することがある。連名の場合は講演者に○印をつけること。

講演内容 最近行った研究、成果をあげたもの、計画および工事報告、現場試験報告、新製品の紹介等。

講演時間 1 件 15 分以内。ただし都合により短縮することがある。

講演要旨 謄写版にて出版の予定。応募原稿は次の規定による。

(イ) 字数および図面 原稿の字数は本文 2,200 字以内。400 字詰原稿用紙を用いること、ただし図および表があるときは、その大きさに相当するだけ字数を減ずること。(大略 10 cm² の図表は約 60 字に相当する) また図面、表は刷上りの大きさに書くこと。

(ロ) 提出締切期日 昭和 35 年 9 月 10 日 (土)

(ハ) 申込先 金沢市上野本町 金沢大学工学部電気工学科内 支部連合大会実行委員会

参加費 無料。

別 刷 講演者には 20 部まで無料。それ以上は実費とする。

電気四学会九州支部第 13 回連合講演会

日 時 昭和 35 年 10 月 28 日 (金) 29 日 (土)

会 場 戸畑市 九州工業大学

講演者 会員に限る (九州支部所属者に限らない)

講演部門 次の 6 部門の中希望部門を申し出ること。ただし組合せの都合上変更することがある。

1. 電気物理 2. 電気計測 3. 電力工学 4. 電気機器 5. 通信工学 6. 照明工学

講演内容 最近行った研究、計画および工事報告、現地試験報告、新製品の紹介等。

講演の制限 募集講演の発表件数は制限しない。

講演時間 15 分以内とする会場の都合で若干伸縮することがある。

講演予稿 400 字詰原稿用紙 4 枚以内とし図面および表を入れる場合は本文を制限すること。

著者が連名の場合には講演者に○印をつけること。

申込期限 講演申込および予稿提出は 9 月 25 日まで。

申 込 先 福岡市箱崎 九州大学工学部電気工学教室内、電気四学会九州支部連合会

付 記 28 日 (金) ・ 懇親会 29 日 (土) 見学会開催予定

昭和 35 年電気四学会連合大会論文集およびシンポジウム予稿

下記のもの以外は若干余部があります。入用の方は至急電気通信学会 (東京都千代田区富士見町 2 の 8) へお申込み下さい。

講演論文集 合本 IV
シンポジウム予稿 S-1, S-5 } 品切れ

論文集およびシンポジウム予稿種別は 4 月号, 5 月号会告を御覧下さい。

電気関係学会関西支部・昭和 35 年度連合大会予告

標記連合大会を下記のようにシンポジウムを主体として開催することになりました。会員多数の参加を希望します。なお詳細は追って発表します。

期 日 昭和 35 年 11 月 26 日 (土), 27 日 (日)

場 所 京都大学

講 演 特別講演 1 件

シンポジウム 17 課題

(電気関係) プラズマに関する諸問題 他 4 課題

(電気通信関係) 電子計算機に関する問題 他 5 課題

(照明関係) 光源の諸問題 他 2 課題

(音響・テレビ関係) 超音波によるキャビテーション 他 2 課題

主 催 電気学会・電気通信学会・照明学会・日本音響学会・テレビジョン学会
各関西支部

電気関係学会東北支部連合大会案内(再告)

日 時 10 月 13 日 午前～午後…一般講演 夜 (5 時 30 分より)…懇親会 (会費 300 円)

10 月 14 日 午前…一般講演 午後…討論会 (ノイズとその測定)

10 月 15 日 午前～午後…見学会 (電力ホール, 東北電力代々崎火力発電所, キリンビール工場の予定, 会費約 200 円, 定員 50 人)

講演会場 仙台市 東北大学工学部

講演申込期限 8 月 31 日午後 5 時 原稿締切期日 9 月 15 日午後 5 時

見学会, 懇親会申込期限 9 月 15 日 予稿集 1 部約 300 円

講演, 見学会, 懇親会, 予稿集等の申込先 仙台市桜小路 5, 東北大学工学部電気工学科内, 電気関係学会東北支部連合大会委員会

[詳細は, 7 月号会告を御参照下さい]

主 催 電気学会・電気通信学会・照明学会・日本音響学会各東北支部

第 13 回電磁界理論研究専門委員会

(委員長) 伊藤 誠 (幹事) 細野敏夫, 飯島泰蔵 (幹事補佐) 堀内和夫

日 時 9 月 12 日 (月) 午後 2 時

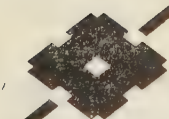
会 場 早稲田大学理工学部 9 号館 2 階会議室 (東京都新宿区戸塚町)

議 題 分布を考慮したプラズマの密度測定のための計算…池上英雄 (通研)

Wiener-Hopf 型連立積分方程式の解法について (II)…五十嵐 彰 (電試)

参加者 電気学会会員に限る

参加費 無料 (予稿は当日実費頒布)



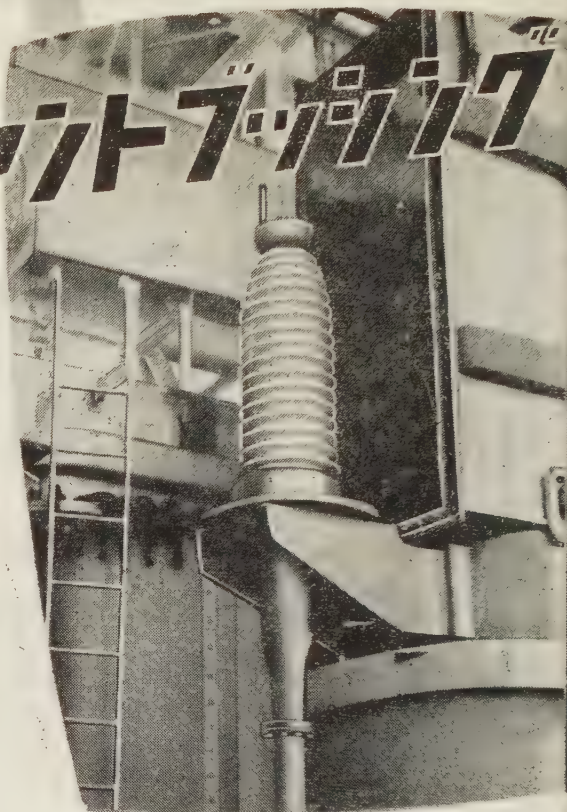
住友電工の

高圧エレファントブッシング 超高圧

近年、電力需要が急増した結果、都心においても多くのケーブルが用いられ、60～70 kV 級から 140 kV 級にいたる大変電所、発電所が建設されつつあります。

このような場合、変電所、発電所の建設敷地に制約を受け、その建設費が高騰する結果できるだけ大きさを小さくすることが要請されるようになってきます。したがってケーブルと変圧器とを直結し、露出充電部分を少なくすることによって発電所の大きさを縮小することが有効であります。これがいわゆるエレファントブッシングといわれるものであります。

当社は、いち早くエレファントブッシングの優位性を知り、研究試作を重ねた結果、下表の受註実績を得て、わが国において本分野の指導的地位を獲保、ますます発展しようとしております。



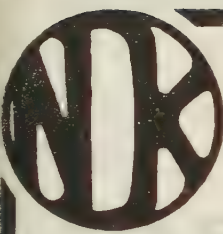
287.5 kV OFケーブルエレファントブッシング（東京芝浦電気株式会社における組立試験）

エレファントブッシングの受註実績

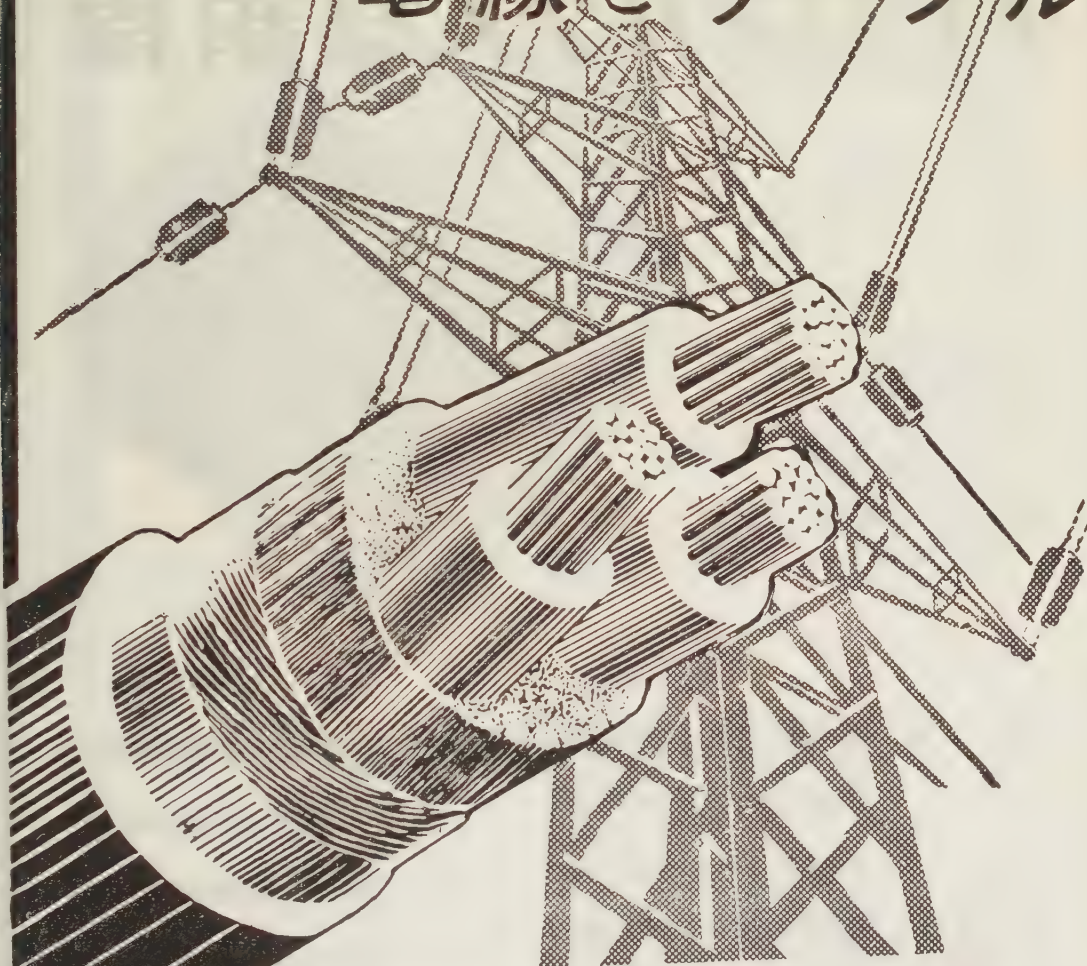
納入先	布設地	公称電圧 (kV)	ケーブルサイズ (mm ²)	ケーブル種類	回線数	布設年 (昭和)
電源開発	奥只見	275	1×200	OF	1	35
三菱電機	東北パルプ	66	3×100	OF	1	35
東京電力	横須賀火力	66	3×80	OF	1	35
中部電力	瑞穂南武平町	77	3×325	OF	1	35
住友化学	新居浜	66	3×100	OF	1	35
小野田セメント	垣見	66	3×100	OF	1	35
東海製鉄	名古屋	22	3×150	SL	3	35

住友電気工業株式会社

本社 大阪市此花区恩貴島南之町六〇
 支社 東京都港区芝罘平町一
 支店 名古屋・福岡 製作所 大阪・伊丹・名古屋・横浜



高度を行く 電線とケーブル



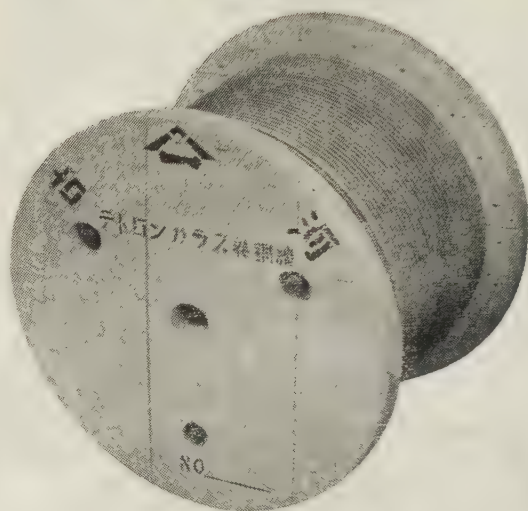
日本電線

本社 東京都墨田区寺島町2-8 電(611) 0101-7
営業部 東京都中央区築地 3-10 (懇和会館) 電(541) 2021-9
営業所 大阪・福岡・名古屋・仙台・札幌

古河の テトロンガラス巻銅線

特 長

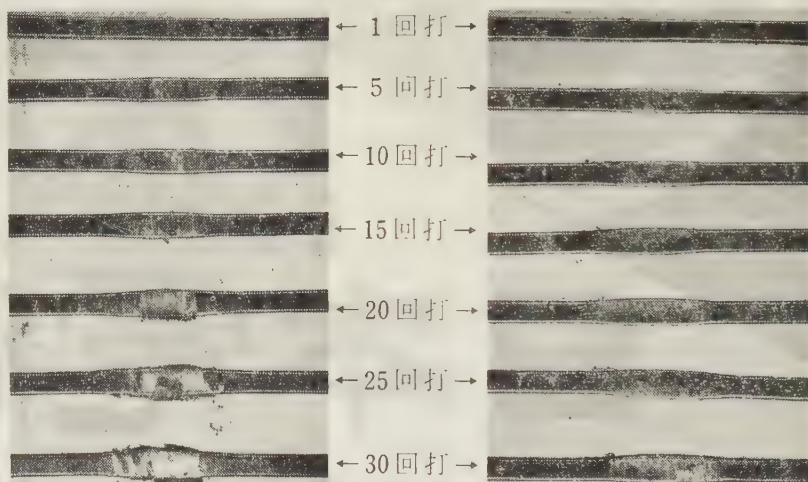
1. 打撃に対して強い。
絶縁被覆が導体とよく密着しているの
で、強く打っても被覆が剥離すること
がなく、加工は安全である。(写真は
2重ガラス巻線との比較を示す)
2. 耐摩耗性が優れている。
絶縁被覆が強固で摩耗性によく耐え、
安心して作業ができる。
3. 曲げた場合の亀裂発生 の程度は、ガ
ラス巻線の場合よりはるかに少ない。



2 重 ガ ラ ス 巻 線

テトロンガラス巻線

打
撃
試
験
後
の
外
観

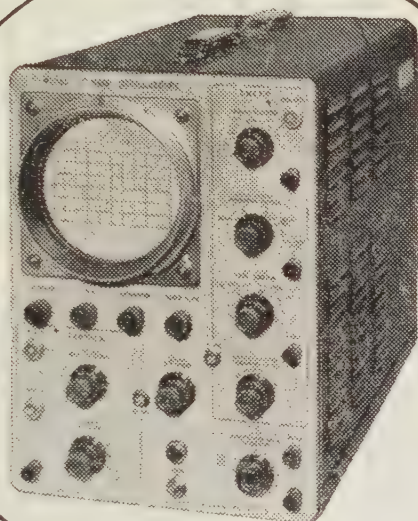


古河電気工業株式会社

本 社 東 京 都 千 代 田 区 丸 ノ 内 2 の 14



計測器



CT-521B型
正価 360,000円

dc ~ 15Mc

デジタルシンクロスコープ

規格

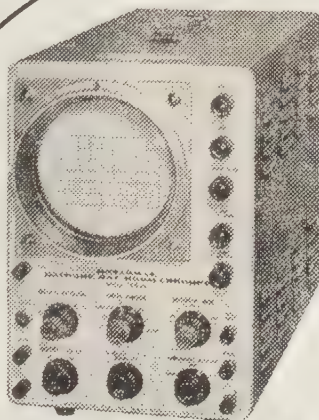
CT-521B型

- 使用ブラウン管 130H-B1A
- 垂直軸偏向感度 $0.05\text{V/cm} \sim 20\text{V/cm}$
- 周波数特性 dc~15Mc 偏差3db
- 時間軸掃引速度 $0.1\mu\text{sec/cm} \sim 5\text{sec/cm}$
- 掃引方式 トリガー掃引、繰返し掃引

規格

CT-511A型

- 使用ブラウン管 5UP1(F)
- 垂直軸偏向感度 $0.1\text{V/cm} \sim 30\text{Vdc/cm}$
- 周波数特性 dc~1Mc 偏差3db
- 時間軸掃引速度 $3\mu\text{sec/cm} \sim 300\text{msec/cm}$
- 掃引方式 トリガー掃引、繰返し掃引



CT-511A型
正価 145,000円

カタログ並呈 横浜市港北区綱島町
松下通信工業計測課
松下通信工業株式会社

昭和の70万V用 壁貫ブッシング

当社では今回ケーブルメーカーとしては、わが国最大の容量を誇る 1,050kV、6,000kVA 交流高圧発生装置を完備し、超高圧絶縁の研究に新威力を加えることになったが、70万V用壁貫ブッシングは、第二段と第三段の変圧器間を縦続接続するリードの新しい試みとして、従来から当社が研究を行ってきたOF油浸紙コンデンサーブッシングの技術を結集して製作完成したものであります。

構 造

全 長	8.50m
がい管絶縁有効長	4.00m
全 重 量	3,000kg

電気的特性

商用周波耐電圧強度	900kV
衝撃波耐電圧強度	2,100kV



昭和電線電纜株式會社

本社並工場

川崎市東渡田 3-1-1

東京販売店

丸の内(東京海上ビル新館)

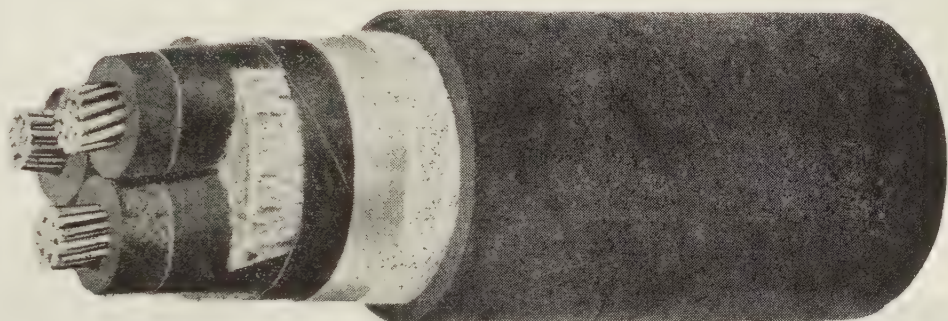
販 売 店

大阪・名古屋・福岡・仙台・札幌

藤倉の

高圧ブチルゴム電力ケーブル

＝ブチルゴム絶縁クロロプレンシースケーブル＝



当社のブチルゴム電力ケーブルは、つぎのような特長があり、その構造は実用新案登録となっています。

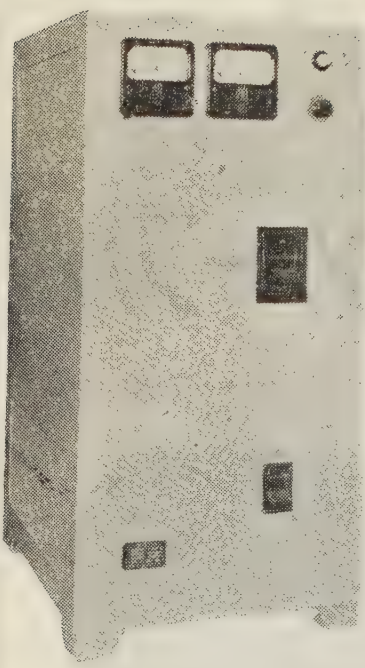
特 長

- (1) 電氣的性能を向上するため、ブチルゴム絶縁体上に内面ゴム引（着色）外面半導電性コム引テープ巻を行っている。
- (2) ケーブル接続および終端処理作業の際、絶縁体上のテープを取去った時、ブチルゴム表面がやや着色されるので、線心識別が楽となる。
- (3) 半導電性材料が絶縁体外面に残らないので、簡単に作業が出来しかも閃絡、絶縁低下のおそれもなく、電氣的安全性がきわめて大である。
- (4) ケーブルの接続および終端処理作業がきわめて簡単である。



藤倉電線株式會社

本 社 東京都江東区深川平久町1の4 電話 (641) 1111・1131・4156
 工 場 東 京 ・ 沼 津 ・ 小 坂
 販 売 店 大阪・福岡 出張所 名古屋・仙台 駐在員 札幌



自動電圧調整装置

凡ゆる機器の制御は電源電圧の自動制御から……………
専門メーカーのリコー定電圧装置は負荷機器の種類により磁気増幅型(MR型) 摺動変圧器型(MDR型) 鉄共振型(FR型)の3群に岐け製作いたしております。
各電力会社、有力産業会社、学校の現場或いは研究室用の電源として多数御採用賜り、絶対の信頼を頂いております。

自動電圧調整装置標準仕様

型 式	入力電圧 変動範囲	周 波 数 変化範囲	出力電圧 精 度	負荷変化 範 囲	電 容 率	製作容量
鉄共振型	70~120 V 又ハ 170~240 V	50 c/s 又ハ 60 c/s	±1 % 以内	0~100 %	50 %	100 VA ~ 5 kVA
摺動 変圧器型	70~120 V 又ハ 140~240 V	影響なし	±2 % 以内	0~100 %	平均 2.5 V/秒 以内	1 kVA ~ 50 kVA
磁 気 増 幅 精 密 級	80~120 V 又ハ 160~240 V	46~52 c/s 又ハ 56~62 c/s	±0.5 以内	0~100 %	0.2 秒 以内	100 VA ~ 30 kVA

変圧器摺動型 1φ 20 kVA

磁気増幅器型新資料贈呈

スライド・トランス 摺動変圧器

スライド・トランスの用途は電気応用機器の発展と多岐化にともないテレビの電源調整器から電力、電機会社の設備用迄広範囲にわたっております。

弊社ではスライド・トランスの利点を御認識願ひ度く、日夜凡ゆる部品、機構の研究を続け、海外迄広く御利用願っております。

現在用途別に次の型式のものを製作いたしております。

型 式	TYPE	使 用 法	製 作 容 量
据置式	R S RSD	操作ハンドルが垂直に取付けられ据置の位置で使用する	1φ 100 VA~10 kVA 3φ 2 kVA~30 kVA
パネル 取付型	P S	制御盤等に直接取付けて使用する	1φ 100 VA~3 kVA
横 式	S S	筐体内部に組込んで使用する又は壁掛式で使用する	1φ 4 kVA~10 kVA 3φ 1.73~17.3 kVA
油 入 自冷式	O S	耐爆・耐酸性を必要の場合又は大容量のもの	1φ 500 VA~3φ 50 kVA



3φ 40 kVA 200 V/0~240 V

リコー OS 型

スライド・トランス

理 東京理工舎

東京都 北区田端新町 2-5 電話 (807) 0171(代) ~ 4

カタログ資料急送
申上ます

高絶縁仕上に

Silox Pelgan Spray

速乾性シリコン・ワニスで、極めて高い表面抵抗と耐アーク性を有し、各種強弱電機器の表面仕上用として使用されている。

		Silox Pelgan 7	Silox Pelgan C	Silox Pelgan Spray
粘 度 (c.p)		100~200	100~150	
絶縁耐力	常態	6200		5900
(v/0.1mm)	受水后 (24h)	6000		5500
体積固有抵抗	常態	1.8×10^{16}	1.1×10^{15}	1.2×10^{16}
($\Omega \cdot \text{cm}$ 25°C)	浸水后	1.6×10^{16}	1.1×10^{15}	1.2×10^{16}
表面固有抵抗	常態		3.8×10^{15}	$> 2.0 \times 10^{16}$
(Ω 25°C)	浸水后		1.0×10^{15}	$> 2.0 \times 10^{16}$

富士高分子工業株式会社 (旧エ・ア・ブラウン・マクフアレン(株) 目黒研究所)

本社・目黒研究所 東京都目黒区上目黒3丁目1846 電話(713) 0195(代)
東京連絡所 東京都中央区銀座2丁目3 米井ビル 電話 京橋(561) 5141~5
大阪連絡所 大阪市東区今橋4丁目1 三菱信託ビル 電話 北浜(23) 727・4210

特約店 藤 本 産 業 株 式 会 社

本 社 大阪市北区宗是町1 (大ビル 871 号) 電話土佐堀 (44) 7831 (代)
東京支店 東京都千代田区大手町1の3 (産経会館ビル別館313号) 電話(231) 6481-4, 4708-9(直通)
名古屋支店 名古屋市中区島田町2の20 電話本局 (23) 3438, 2437・九州出張所・浜松出張所・北陸出張所

Silicone News



Dow Corning 5 Compound

碍子絶縁 } に応用
塩塵害防止 }

型録は、下の点線囲みの部分を切抜き
御請求下さい。

カタログ送附されたし

氏 名

住 所

勤務先
(会社名)

電気学会雑誌-1-35

エ・ア・ブラウン・マクフアレン株式会社

東京都中央区銀座2~3 米井ビル 電 (561) 5141~5
大阪市東区今橋4 三菱信託ビル 電 (23) 727・4210

first in
silicones

Dow Corning

FIRST IN SILICONES

理化電機の 高性能自動平衡記録計器

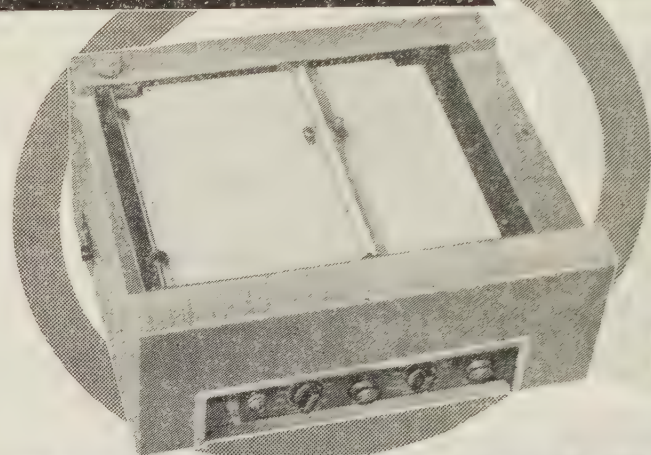
平面型 X-Y 軸記録計 (D4型)

性能

1. 測定電圧 5mV又は10mV
2. 追従速度 X・Y共1秒
(高速型 0.5秒)
3. 記録紙寸法 250×250mm
4. 確度 ± 0.3%

特長

- 記録紙を1枚宛セットする事も
ロール紙を使用して連続セット
する事も出来ます。
- 制動回路を有し制動特性が良好
で正確に鮮明に記録出来ます。
- 電源、電圧の変動に対し指示が
影響を受けません。
- 操作が非常に簡便です。



高速平衡記録計 (ER-G1 ER-G2)

(電子管式自動平衡型)

机上用平面型

性能

1. 測定電圧 10mVフルスケール
2. 追従速度 (ER-G1 0.7秒)
(ER-G2 0.3秒)
3. 記録紙幅 250mm
4. 確度 ± 0.3%
5. 記録紙送り速度
2, 4, 8, 16, 48cm 毎分, 毎時
の10段切換

取扱が簡便・高性能で研究用に最適です。

他に二素子ER-H1, ER-H2があります。

営業品目

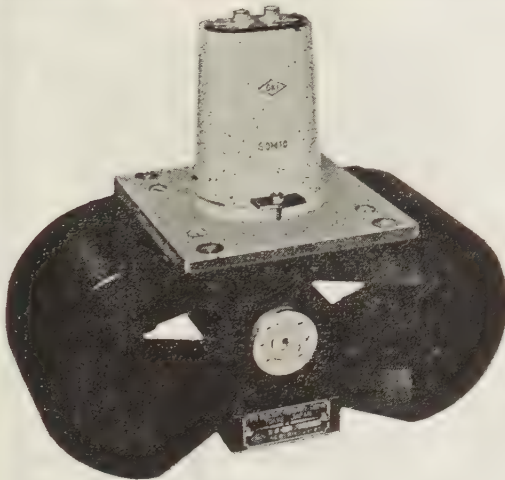
X-Y軸記録計 (ドラム型, 平面型)
直流磁化特性自動記録装置
二素子高速平衡記録計
極座標記録計
曲線自動追従装置

株式会社 理化電機研究所

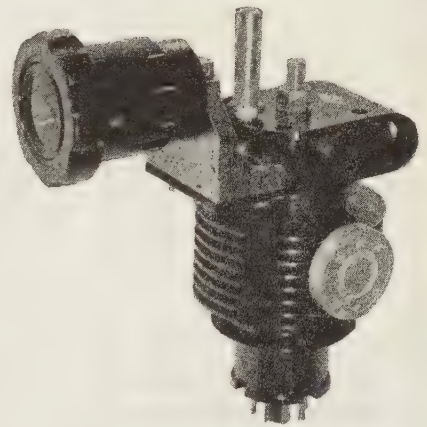
東京都目黒区中目黒3-1119

TEL (712) 3549・(713) 8319

ミリ波時代をつくる・・・ 沖電気工業の ミリ波管！



マグネトロン 50 M 10



クライストロン 50 V 10

規格

	50 M 10	35 M 10	50 V 10	35 V 10
波長(mm)	6.0±2%	8.6±1%	6～7	8～9
出力(kW)	20	40	40	40
陽極電圧(kV)	12	13	2.3	2

このほか、24～50 Gc 帯の各種ミリ波マグネトロン、ミリ波クライストロンの製作を行っております。御相談下さい。

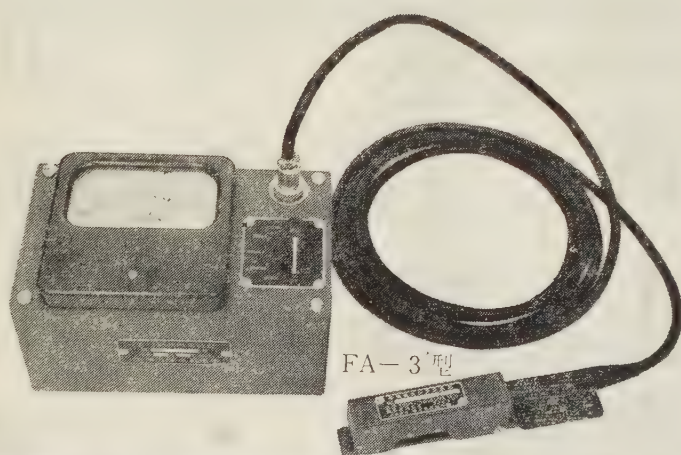
●カタログ進呈
乞紙名記入

沖電気工業株式会社

東京都港区芝高浜町 1 0

電話 三田 (451)2191・9271

アース線を切らずに測れる！



FA-3 型

接地電流計

変圧器本体を接地線で、接地した導線、変圧器のコイルと鉄心（大地）との間の絶縁が悪くなれば、接地線には電流が流れる。この（接地）電流は数ミリアンペアから数百ミリアンペアの小さい電流であり、こうした小さい電流を測るのに、接地線をいちいちはずして電流計を入れて測っていたのではとてもめんどうであり、危険でもある。当社の接地電流計は、平常の動作状態のまま測定できると同時に、漏れ電流の一般の微小電流を切らずに測定ができるし、往復二線間の電流の差も検出できる。

●特長

1. 接地線または導線を切らずに電流測定ができる。

2. 小型軽量で携帯と実測に便利な皮カバン入り

3. 電池電圧のチェックができる。

◎仕様

定格 50/100/500/1000ミリアンペア

最高使用回路電圧 250ボルト

使用周波数 50または60サイクル

周波数・温度・電池電圧等の変化に対する補償回路付

株式会社

横河電機製作所

本社・工場 東京都武蔵野市吉祥寺3000番地 電話 東京391局 代表1901
支店 名古屋・大阪・小倉 出張所 武蔵野局(022-2)代表3701 新潟・広島

YEW

漏電と酷使による災害の防止に ノーヒューズブレーカーを

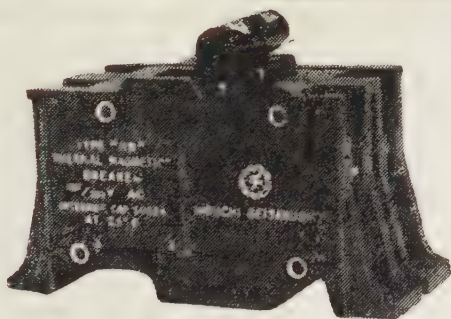
HH 型 サーマルマグネチック ブレーカー

優れた設計と厳選された材料により
動作の正確と永久の使用に耐えられ
ます。

単 極
125 V
短絡電流 5,000 A



HN 型 サーマルマグネチック ブレーカー



二 極
同時トリップ
125/250 V
短絡電流 5,000 A

ノーヒューズブレーカー
ユニットスイッチ
セーフチースイッチ

高 低 圧 配 電 盤
自 動 制 御 盤
各 種 分 電 盤



株式会社 樋口製作所





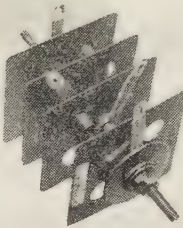





東京都品川区平塚 2-614 電話荏原 (781) 4219・4229・8591

半導体整流器のトップを行く



インターナショナル

シリコン整流体

	70U型 尖頭逆耐電圧 50~500V 出力電流 (半波) 70A (自冷) 250A (強制空冷)		45L型 尖頭逆耐電圧 50~800V 出力電流 (半波) 45A (自冷) 150A (強制空冷)		25H型 尖頭逆耐電圧 50~600V 出力電流 (半波) 25A (自冷) 45A (強制空冷)
	6A型 尖頭逆耐電圧 50~600V 出力電流 (半波) 6A (自冷) 20A (強制空冷)		スタック型 尖頭逆耐電圧 300~500V 出力電流 1.25A (半波) 2.5A (单相全波)		T型 尖頭逆耐電圧 100~600V 出力電流 (半波) 800mA
	S型 尖頭逆耐電圧 100~600V 出力電流 (半波) 300mA		E型 尖頭逆耐電圧 400V 出力電流 2E4(300mA) 3E4(400mA)		K型 尖頭逆耐電圧 600~1200V 出力電流 (半波) 100mA
	ミニスタック型 尖頭逆耐電圧 200~600V 出力電流 600mA (单相全波)		カートリッジ型 尖頭逆耐電圧 1500~16000V 出力電流 (半波) 45~380mA	インターナショナルシリコン整流体の特長 1. 許容温度が高い 2. 尖頭逆耐電圧が高い 3. 整流効率が低い 4. 整流特性が変化しない 5. 気密封じ 6. 小型軽量	

日本インターナショナル整流器株式会社

東京営業所 東京都千代田区神田須田町1の24番地(ニシビル内) TEL(291)6246~9・8986・8996
 大阪出張所 大阪市東区北久太郎町3の16番地(丸石ビル) TEL(25)1731~8
 本社・工場 神奈川県秦野市曾屋1204番地 TEL 秦野 848番

40余年の伝統を誇る



許可番号

700
5932

卓越した技術

完璧の製品



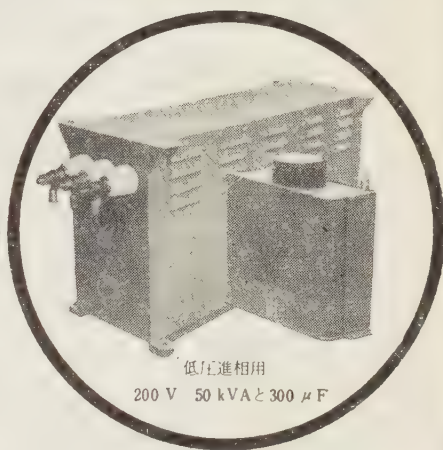
二井の コンデンサ

0.5μF W 50.000VDC 15μF 1.000~
1 75.000VDC 1.200V

営業品目

進相用 高圧	コンデンサ
進相用 低圧	コンデンサ
高周波電気炉用	コンデンサ
電話用並搬送用	コンデンサ
無線用 各種	コンデンサ
蛍光・水銀灯用	コンデンサ
衝撃電圧発生用	コンデンサ

その他 { O.F.式
D.F.式 各種コンデンサ
M.P.式



低圧進相用
200 V 50 kVAと 300 μF



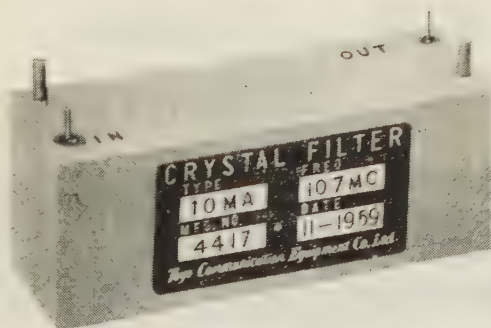
二井蓄電器株式会社

本社及び工場	東京都品川区大井寺下町1442番地	電話	大森 (761) 8111~5
大森工場	東京都大田区入新井5丁目 248番地	電話	大森 (761) 2573
大阪営業所	大阪市北区西扇町17番地(日扇ビル)	電話	(34) 8258~9
九州出張所	福岡市萱堂町2-5番地	電話	(3) 5380



新製品

10.7MC SERIES STANDARD CRYSTAL FILTERS



APPLICATIONS

AM. FM. SSB RECEIVERS
DOPPLER RADAR SYSTEMS
FSK SYSTEMS
FIXED CHANNEL RECEIVERS
SPECTRUM ANALYZERS

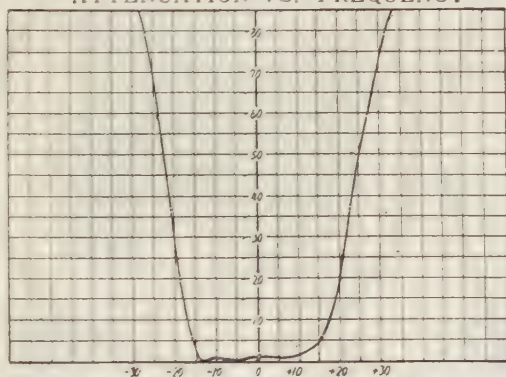
SYMMETRICAL BANDPASS

MODEL NO	CENTER FREQUENCY	BANDWIDTH		INSERTION LOSS (MAX)	PASS BAND VARIATION (MAX)	IMPEDANCE OHMS (NOMINAL)	CASE SIZE L.W.H
		6 DB	60 DB				
10 MA	10.7 MC	30 KC	60 KC	6 DB	± 1.5 DB	2,000	80×25×30mm
10 MB	"	15 KC	30 KC	"	"	1,000	"
10 ME	"	6 KC	15 KC	"	± 1 DB	500	"
10 MF	"	3.5 KC	10 KC	"	"	300	"
10 MH	"	0.5 KC	2 KC	"	"	2,000	"

CRYSTAL DISCRIMINATOR

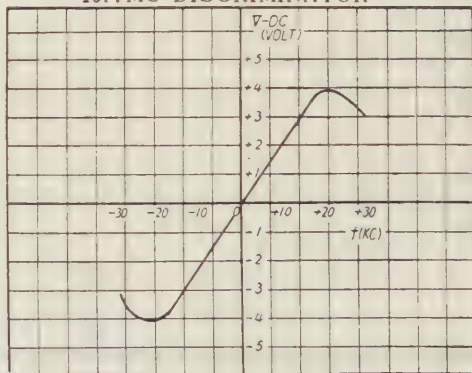
MODEL NO	CENTER FREQ	BAND WIDTH	IMPEDANCE OHMS	CASE SIZE L.W.H.
10M-DC	10.7MC	50KC PEAK TO PEAK	INPUT 10K, OUTPUT 500K	25×20×25mm

MODEL 10-MA
ATTENUATION VS. FREQUENCY



FREQUENCY IN KC FROM 10.7MC
CENTER FREQUENCY

MODEL 10M-DC
10.7MC DISCRIMINATOR



FREQUENCY IN KC FROM 10.7MC
CENTER FREQUENCY

同一外形互換性を考えた 10.7 MC 系列既設計、高信頼性の高周波水晶濾波器を御推奨いたします。

尚、特に新規設計にも応じますから何卒御用命の程御待ち申上げて居ります。

東洋通信機株式會社

本社及工場 神奈川県川崎市幸区3丁目484番地 (電話) 川崎(2) 3771~3779, 2766
東京事務所 東京都千代田区霞ヶ関3丁目3番地鋼鉄ビル内 (電話) 東京(591) 1973, 1974
大阪営業所 大阪市西区土佐堀船町2番地大阪商工ビル内 (電話) 土佐堀(44) 4332
福岡営業所 福岡市下土居町3番地住友ビル内 (電話) 福岡(3) 2501

日立ハイミックス電線

概要

ハイミックス電線は図に示すように、導体を粉末状無機絶縁物（酸化マグネシウム）で絶縁し、被覆として銅管を使用したもので、無機絶縁電線またはMI電線とも呼ばれております。

この電線は、いままでの電線にはまったく見られないすぐれた性能をもっており、その特長が認識されるにつれて各方面の注目を浴び、需要がますます増加しております。

弊社ではかねてからこの電線の研究を進めてきましたが、国産品として、初めてその企業化に成功しました。

特長

(1) 耐焼性がすぐれている。

可燃物をまったく使用していないので、燃えることがありません。

(2) 耐熱性がきわめてよい。

構成材料の融点が高いので連続使用は250℃、瞬間的には1,000℃まで使用することができます。

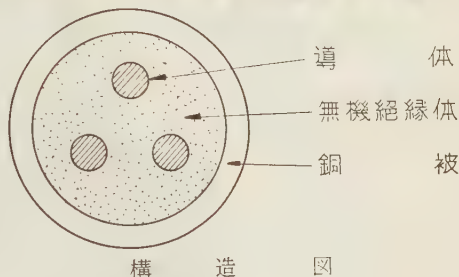
(3) 機械的強度が大である。

この電線は、直径の半分くらいまでつぶしても導体自体一緒に変形して短絡をおこすようなことがありません。

(4) 耐食性が大きい。

(5) 耐老化性が優秀である。

無機絶縁物を使用しているのので、老化することがなく、永久的に使用できます。



構造図

(6) 許容電流を大きくとれる。

同一導体断面積をもつ船用線にくらべると、約3倍の電流容量があります。

(7) 布設が容易である。

剛性が大いので配線しやすく、永久布設に適しております。また外觀がきれいに仕上り、外径も小さいので経済的であります。

用途

(1) 船舶用電線

油槽船、軍艦、一般船舶用として広く使用されます。

(2) 高熱作業所用配線

精錬所、鋳物工場、熱処理工場、ボイラ室、加熱炉などに最適であります。

(3) 各種機械廻り配線

(4) ビルディング、重要建築物内配線

コンクリート、モルタルに直埋しても耐久性があり、火災の心配がありません。

(5) その他

一般工場内配線、住宅用配線としても安全性があるので適当しております。



日立電線株式會社

本社
営業所
販売所

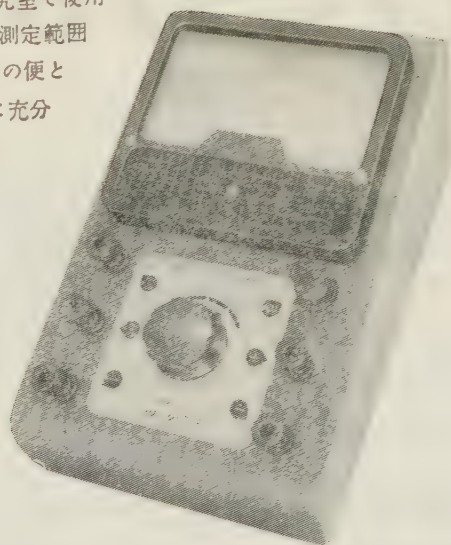
東京都千代田区丸ノ内2丁目12番地
大阪・福岡・名古屋
札幌・仙台・広島・富山

マルチレンジメーター“D”シリーズ

Hansen

ELECTRONIC INSTRUMENTS

本シリーズは学校並びに研究室で使用
せられる単独メーターがその測定範囲
を切換えられる事に依り使用の便と
経費の軽減を計りその目的に充分
な強度と適当な精度を備えて
居ります。



model DRM-5
抵抗計

88×140×220 mm

型 名	定 格	荷 変	備 考
DVM-5 5レンジ直流ミリボルト meter	0~30m, 60m, 120m, 300m, 600m, V	2.5%	内部抵抗 1.67K Ω /V メーター感度 510 μ A
DVMC-5 中点零5レンジ直流ミリボルト meter	15m, 30m, 60m, 150m, 300m V	2.5%	内部抵抗 1.67K Ω /V メーター感度 510 μ A
DVM-10 レンジ直流ボルト meter	0~1.2, 3, 6, 12, 30, 60, 120, 300, 600, 1200V	2.5%	内部抵抗 1.67K Ω /V メーター感度 510 μ A
DVMC-10 中点零10レンジ直流ボルト meter	0.6, 1.5, 3, 6, 15, 30, 60, 150, 300, 600V	2.5%	内部抵抗 1.67K Ω /V メーター感度 510 μ A
DAV-9 9レンジ交流ボルト meter	0~1.2, 3, 6, 12, 30, 60, 120, 300, 600V	2.5%	内部抵抗 1.67K Ω /V メーター感度 510 μ A
DMMM-5 5レンジ直流マイクロアン meter	0~30 μ , 60 μ , 120 μ , 300 μ , 600 μ A	2.5%	電圧降下 120 mV メーター感度 20 μ A
DMMC-5 中点零5レンジ直流マイクロアン meter	15 μ , 30 μ , 60 μ , 150 μ , 300 μ A	2.5%	電圧降下 120 mV メーター感度 20 μ A
DMA-11 11レンジ直流ミリアン meter	0~0.6m, 1.2m, 3m, 6m, 12m, 30m, 60m 120m, 300m, 600m, 3000m A	2.5%	電圧降下 240 mV メーター感度 510 μ A
DMAC-11 中点零11レンジ直流ミリアン meter	300 μ , 0.6m, 1.5m, 3m, 6m, 15m, 30m, 60m, 150m, 800m, 1500m A	2.5%	電圧降下 120 mV メーター感度 510 μ A
DAM-8 8レンジ交直両用アン meter	0~1.2, 3, 6, 12A	DC 2.5% AC 5%	電圧降下 240 mV メーター感度 530 μ A
DRM-5 5レンジオーム meter	R \times 1, \times 10 \times 100 \times 1000, 0~20Meg Ω 目盛線 0.1 Ω から 20Meg Ω まで	指示角度で全 目盛の 2.5%	中点目盛10 Ω , 100 Ω , 1 K Ω , 10K Ω , 100K Ω (自蔽電圧で1Meg Ω まで)

その他の営業品目

回路計, ブラウン管オンロスコープ, 真空管電圧計, パネルメーター, 真空管試験器, バッテリーメーター,
直読容量計, 直読自己誘導計, 直読周波数計

ハンセン電機工業株式会社

東京都千代田区神田神保町3の3 TEL (301) 1221, 2925

総合カタログ 750

日測電子の

デジタル計測器

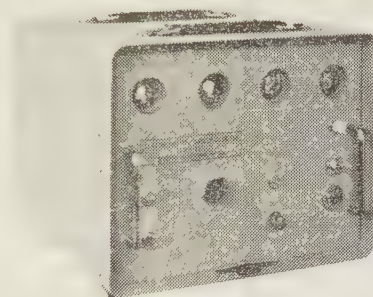
(各種エレクトロニックカウンター)
カタログ贈呈

周波数

回転数

時間

PS-301



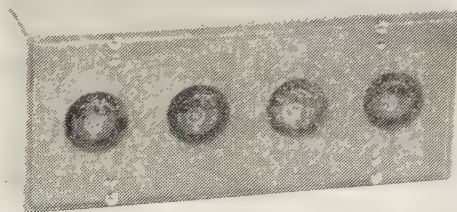
デジタル周波数 / 回転数計

PS-302

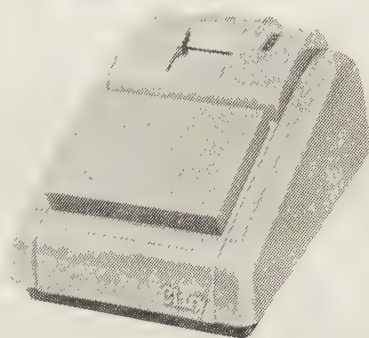
遠隔
表示

記録

4C-4R



リモート インジケーター



デジタル プリンター

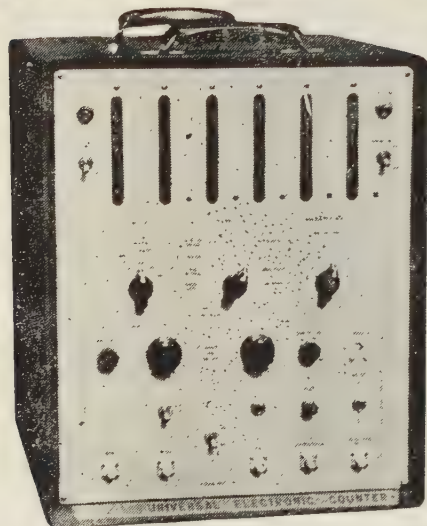
NISSOKU

日測電子工業株式会社

東京都港区芝金杉浜町70 TEL (451) 1815

- TR - 110

Universal Electronic Counter



・ TR - 110

周波数、時間の精密測定には

ユニバーサル・カウンタが最適です。

永らく御電話で御迷惑をおかけしましたが、5月26日より、下記の通り変更いたしましたからお知らせいたします。

タケダ理研

工業株式会社

東京都練馬区旭町2-8-5

TEL (933) 4111 代表

- TR - 110 仕 様

周波数範囲: 0.0001cps ~ 2.5Mc
 時間範囲: 3 μ sec ~ 100.000sec (27.8h)
 精 度: (± 1 カウント / 計数された総数) \pm 安定度
 安 定 度: $1 \times 10^{-4}/h$, $2 \times 10^{-4}/week$
 ゲート時間: 0.001, 0.01, 0.1, 1, 10sec, 及び手動,
 未知周波数の1周期又は10周期。
 時間単位: 1 μ sec, 0.01, 1msec, 0.1sec, 及び外部。
 電 力: 100v $\pm 10\%$, 50/60cps, 約 320W.
 形 状: 520 (h) \times 390 (w) \times 550 (D), 約 35kg.

性 能

周波数測定

10cps ~ 2.5Mc の周波数が精密に直読で測定できます。

周 期 測 定

非常にゆっくりな周波数の1周期又は10周期でゲートを閉鎖させ、その間の時間を測定することができます。

時間々隔測定

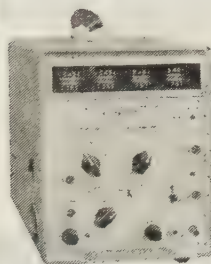
スタート、ストップ・チャンネル共、進行波形にたいして-300Vから+300Vの間の任意のトリガー電圧レベルと、その電圧レベルにおけるトリガー波形の傾斜を正進行又は負進行にえらぶことができます。
 それによって一義的に波形上の任意の2点が決り、その2点間の時間が3 μ sから10 μ sまで測定できます。

周波数比・時間比測定

低い方の周波数の1周期又は10周期でゲートを閉鎖させ、その間高い方の周波数を計数させることができます。計数値は低い方の周波数を1又は10とした周波数比・時間比をあらわします。

- TR - 124B

Universal Electronic Counter Digital Pet



現場におけるオーディオ領域の周波数、16 0,000 rpmまでの回転数等の測定が手軽に行なえる超小型カウンタで、現場における持ち運びや操作を考慮して、特にけんろうにつくられています。

日 米 英 特 許

HIGH
PRECISION
PATENTED

世界水準を上まわる！ J. MICRO MOTOR

科学技術庁長官賞受賞
特許庁長官賞受賞
大河内記念賞受賞
朝日新聞発明賞受賞
科学技術庁注目発明選定

高信頼度 高追従性 安定性能

D. C. SERVO MOTOR, SERVO MOTOR GENERATOR

マイクロモーターは独特の構造をもつ極めて精巧な微小形低損失直流電動機で、短起動時定数、高信頼度を有し、自重 100 g のモーターの能率 73 % という 1/2 HP の直流電動機の能率に匹敵する高性能モーターである。

特に使用経過による作動電流の漸増傾向は全くなく性能は均一かつ安定である。

特 徴

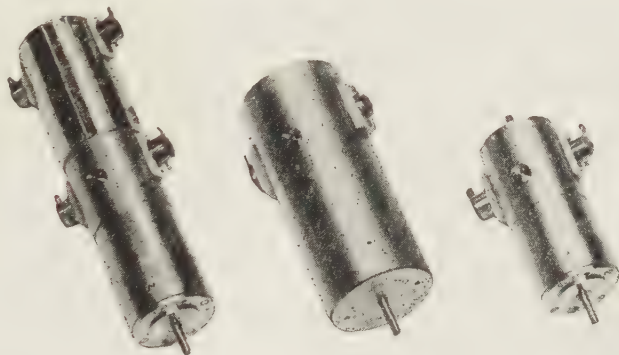
- | | |
|--|--|
| (1) 各個特性の偏差が極めて少い | (6) $-50^{\circ}\text{C} \sim 100^{\circ}\text{C}$ で作動 |
| (2) 直径 18 mm 重量 43 g | (7) 定格出力時定格回転数 3,000, 5,000 r.p.m. |
| (3) 高能率 0.5 W 型 52 % 2 W 型 73 %
(連続定格出力時) | (8) 180 g の加速度に耐える |
| (4) 定格負荷連続作動 2,000 時間以上 | (9) Hg 10^{-3}mm において作動 |
| (5) 右転、左転特性一致 | (10) 短起動時定数 0.02 秒以下 |

製造品目

微小形低損失直流電動機
微小形低損失直流発電機

微小形速度計発電機付直流電動機
信号用直流電動機

当社で定めた規格テーブルの数値と納入製品性能との差異はなく、詳細な仕様規格によって納入します。



タコジェネレーター内蔵サ
ーボ用 マイクロモーター

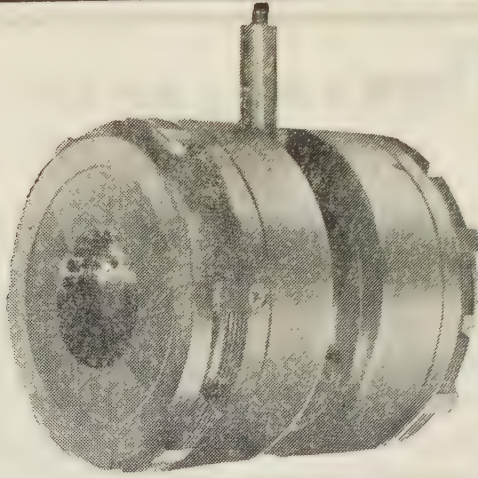
能率 73 %, CL-4 B
強力マイクロモーター

CL-2 A
マイクロモーター

トランジスタテープレコーダー用普及品もございます

日本マイクロモーター株式会社

東京都目黒区下目黒 4-851 番地 電話 (713) 代表 2137-9



神鋼

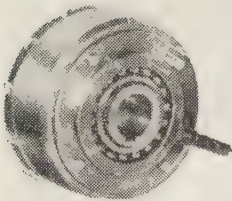
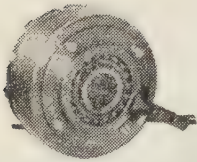
小型湿式多板

工作機械、産業機械の 自動化と能率向上に 電磁クラッチ 電磁ブレーキ

電磁クラッチ ブレーキ コンビネーション

■ 特 長

- 寸法最小……最小の寸法で最大のトルクを発揮させます
- 残留トルク 1 % 以下……独特の設計により残留トルクを画期的に少なくしました
- 刷子不要……装備並びに保守が容易です
- 調整永久不要……取付後の調整は一切不要です
- 取付簡単……取付部の歯切・加工を要しません



小型乾式多板電磁クラッチ・ブレーキも製作いたします。その他 1000 K W 以上の大容量の電磁クラッチまで各種の豊富な型式を擁しています。



神鋼電機株式会社

本社 東京都中央区西八丁堀 1 の 4
営業所 東京 大阪 名古屋 神戸 小倉 広島 札幌 富山

モータを安全に 運転する

日新の

マグネスタ

高圧気中電磁配電箱



小形・高性能・廉価

従来から高圧モータの起動運転用に油入配電箱が使用されておりますが、最近では種々の利点を有する高圧気中電磁配電箱の出現が渴望されておりました。

弊社では、これらの要求に応えるべく、モータの起動運転用気中開閉器、指示計器、保護継電器、変成器など一切の機器を全鋼板製のキュービクルに内蔵して、ユニット形としたマグネスタを製作しています。

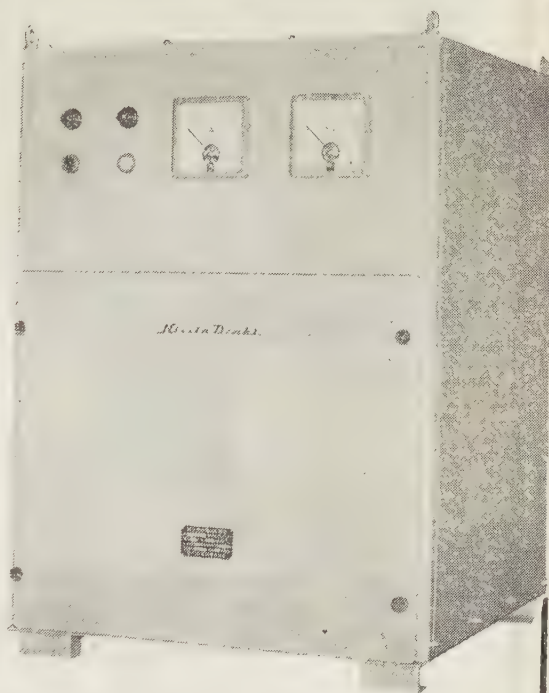
操作は配電箱に付属した押釦スイッチによって行うか、または外部設置の操作開閉器によって遠方操作も行うことができます。

特徴

1. 油を使用しないため、火災の心配がない。
2. 多頻度の動作に耐え得る。
3. 接触子の寿命が長い。
4. 点検容易かつ清潔である。
5. 小形軽量で据付、移設が容易である。

主な収納器具

高圧気中電磁開閉器 MSF-11形 3,450V 200A 25MVA
計器用変圧器 EL-O形 3,300/110V 200VA
計器用変流器 CL-W形 3,450V 5-200/5A 40V.A
保護継電器など



MS-1BH形

カタログ贈呈

日新電機株式会社

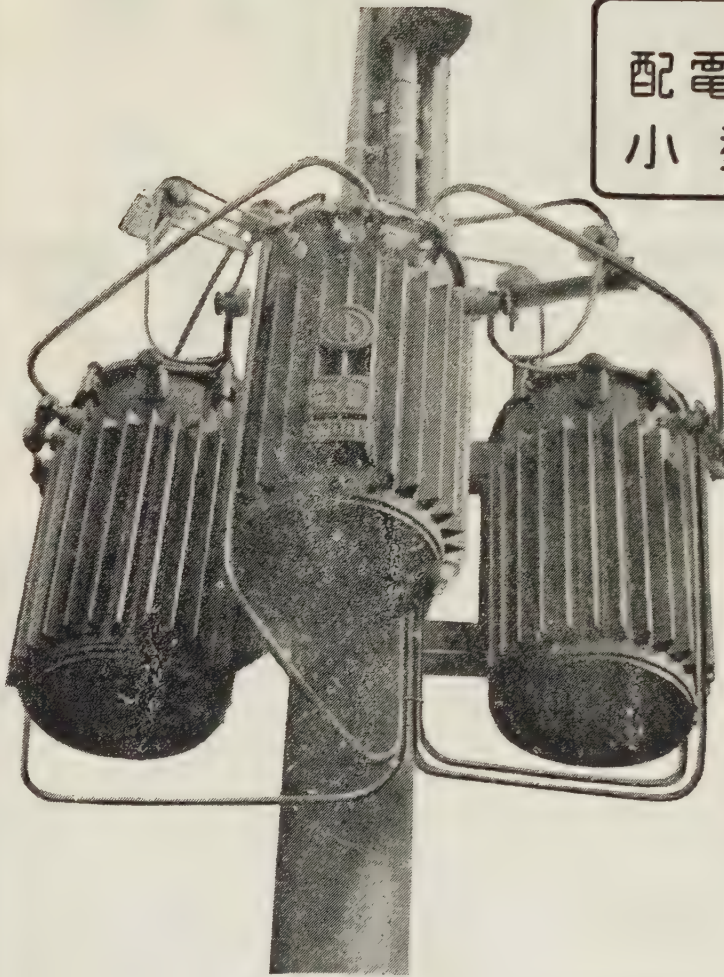
本社・工場 京都市右京区梅津高畝町20番地 電話京都(86)1131(代)
東京支社 東京都千代田区内幸町2丁目1番地(大阪ビル1号館6階) 電話東京(591)9211(代)
大阪支社 大阪市北区堂島浜通1丁目25番地(新大ビル7階) 電話大阪(36)7831(代)



巻鉄心型変圧器

— 特 長 —

配電口スの軽減
小型・軽量



交・直流アーク溶接機
ユニオンメルト自動溶接機
ヘリアーク・シグマ溶接機
スタッド溶接機
自動治具溶接装置
及

軟 銅・合金 銅
ステンレス・銅 合金
軽金属溶接用各種ワイヤー
標 準 変 圧 器
大 型 変 圧 器
巻 鉄 心 変 圧 器
ネ オ ン 変 圧 器
各 種 変 圧 器

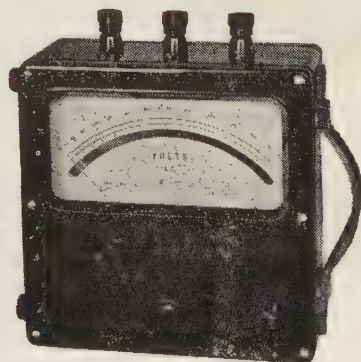
大阪変圧器株式会社

本 社
東京事務所
九州営業所

大阪市東淀川区元今里北通3の14 電話(代表)大阪③73451・4951
東京都千代田区丸の内2の2(丸ビル) 電話東京 ②⑩ 821~3・4562~3
福岡市天神町61(渡辺ビル) 電話 福岡 ④ 4735~6

品質を誇る 東洋の計器

- ☆ 品質管理用に
- ☆ 配電盤の信頼性向上に
- ☆ 機器の品位向上に
- ☆ 生産の合理化に
- ☆ 保守の簡素化に



AP-5 型

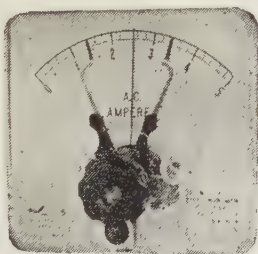


CRf-135 型

(カタログ進呈)



ARK-100 型



強圧式メーターリレー



VRf-110 型

電気計器・工業計器・測定器・メーターリレー
電気式回転計・メガー・抵抗器・テスター



日本工業規格表示許可工場



東洋計器株式会社

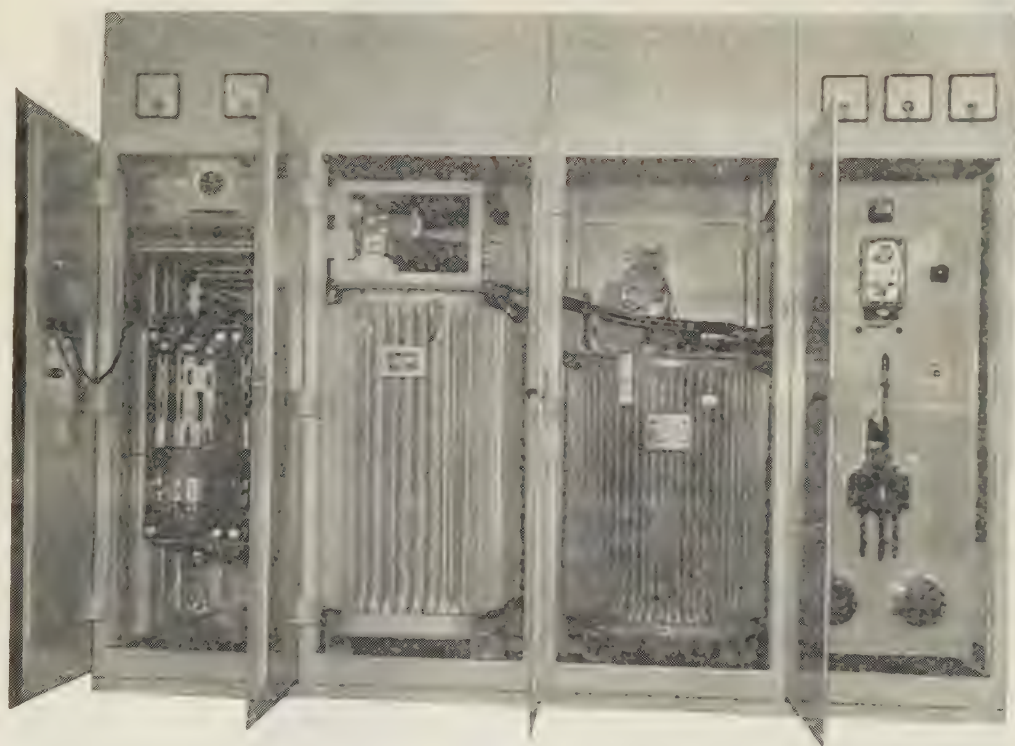
本社 大阪市南区南炭屋町 11 電話 (75) 3576~7・2460
東京営業所 東京都渋谷区恵比寿通り 2 の 13 電話 白金 (441) 3643

セレン整流器

Sansha

ゲルマニウム整流器

シリコン整流器

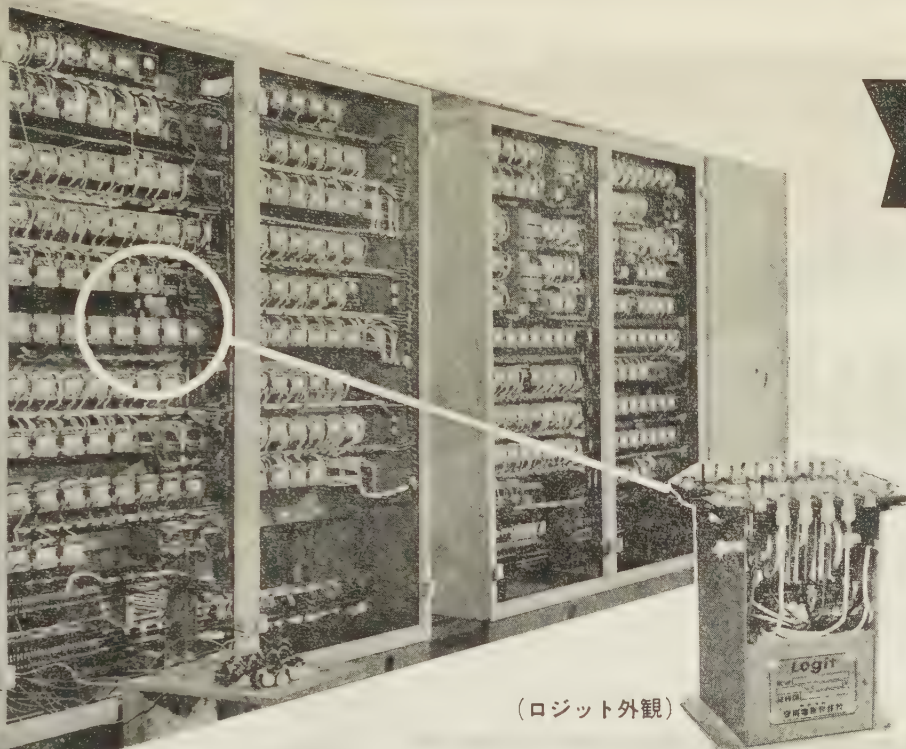


角形式 下 4 (セレン整流器)



株式会社 三社電機製作所

本社・工場 大阪市東淀川区淡路本町1の150 電(37)6636-9
東京出張所 東京都港区芝罘本町30 電(501)9911-2



(ロジット外観)

総括制御装置を飛躍させる

無接点式継電器

Logit

安川電機が開発した無接点式継電器Logitは、あらゆる産業に300プラントにのぼる実績と経験をもつ安川総括制御装置の確実性・信頼度をさらに高めました。

- ロジットは全くの静止器具で半永久的な寿命をもっている
- 動作が安全・確実である
- 精度の高い制御を行なうにかかわらず保守・管理が容易である

(文献贈呈)

Logitの主な応用納入例

- 坑内長距離集団ベルトコンベヤ総括制御装置
- 発電所用集団ベルトコンベヤ総括制御装置
- 特殊クレーン信号装置・ポンプ自動運転装置
- 高炉スキップ巻上機の自動運転装置

安川 Logit 方式 総括制御装置

株式会社

安川電機製作所

重電機営業本部 東京都千代田区大手町1の4大手町ビル262号

営業所

東京・大阪・名古屋・札幌・福岡・高松・富山・新潟・広島・仙台

本社 八幡市

工場 八幡市・行橋市

こんな小さなものから...
こんな大きなものまで...

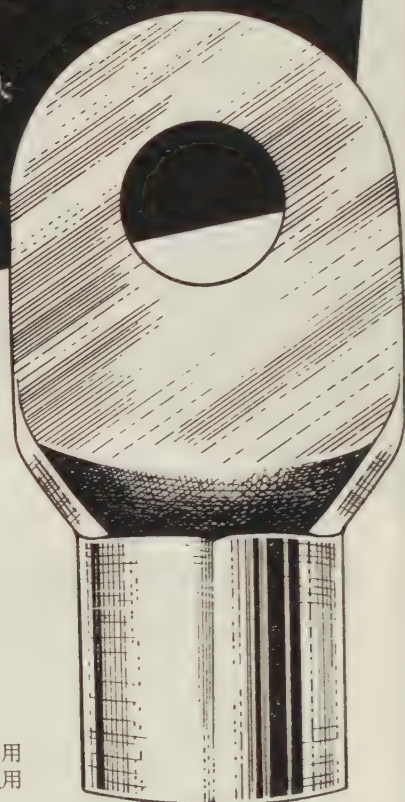


電線サイズ
0.25 mm²



原寸大

無半田圧着端子には
15,000種もあり、あらゆる
電気結線の問題を
完全に解決いたします。



電線サイズ
325 mm²



ソリstrand



P.G.



P.I. D.G.



D.G.



旗型



ファストン



アルミ線用



耐熱用
高温用



テーパー
テクニック



プリント 配線用



シールドワイヤ用



アンブリバー



ストリップ
ターミナル

上記各種端子の圧着用工具として、
手動工具から圧搾空気式、油圧式、
電動式、自動圧着機まで各種取揃
えてあります。これを用いれば誰
でも簡単に完全な電気結線ができ
ます。

日本総販売店

東洋端子株式会社

資本金 二億円 取締役社長 本田敬之
東京都中央区京橋2-1荒川ビル Tel.(561)0481代表
営業所：大阪・名古屋・福岡 駐在事務所：札幌

製造

日本エー・エム・ピー株式会社

斯界最高峰の東邦拡散形

シリコン整流器

同一ベースにシリコン二素子を組込んだ複合極小形他に類例のない特許新製品



SP-2 TV電源 磁気増巾器最適品

MP 2 小容量電力用に最適品

規 格	形 式	SP-2	M P 2		
			MP 2-4	MP 2-6	MP 2-8
P. I. V		500V	400V	600V	800V
許容交流入力電圧 (実効値)		280V	250V	390V	500V
正 方 向 電 流 (印加電圧1V)		1.5A以上	3 A 以上		
許 容 サージ電流 (1秒)		D.C 10A	D.C 20A		
許 容 ケース表面温度		100°C	-65°C ~ 175°C		

規 格	形 式	T H 0 8 形			T H 2 0 形			T H 8 0 F 形		
		0 8 4	0 8 6	0 8 8	2 0 4	2 0 6	2 0 8	804 F	806 F	808 F
P. I. V		400 V	600 V	800 V	400 V	600 V	800 V	400 V	600 V	800 V
許 容 交 流 入 力 電 圧 (実効値)		250 V	390 V	500 V	250 V	390 V	500 V	250 V	390 V	500 V
正 方 向 電 流 (印加電圧 1 V)		10 A 以 上			25 A 以 上			50 A 以 上		
許 容 サ ー ジ 電 流 (1 秒)		D C 50A			D C 120 A			D C 250 A		
許 容 温 度		— 65℃ ~ 175℃								

電力用大・中容量素子も生産好調で在庫豊富に用意しております。

営 業 品 目

シリコン整流器 ゲルマニウム整流器 セレン整流器
 Si c バリスタ C d s 光導電素子 亜酸化銅整流器
 磁気増巾器 A. V. R 速断ヒューズ

Toho

東邦産研電気株式会社

東京事務所 東京都豊島区池袋1の814 (大和ビル) TEL (971) 1959・8992
 本社・工場 埼玉県北足立郡新座町北町 TEL 埼玉新座31・32

立正のロードセンター



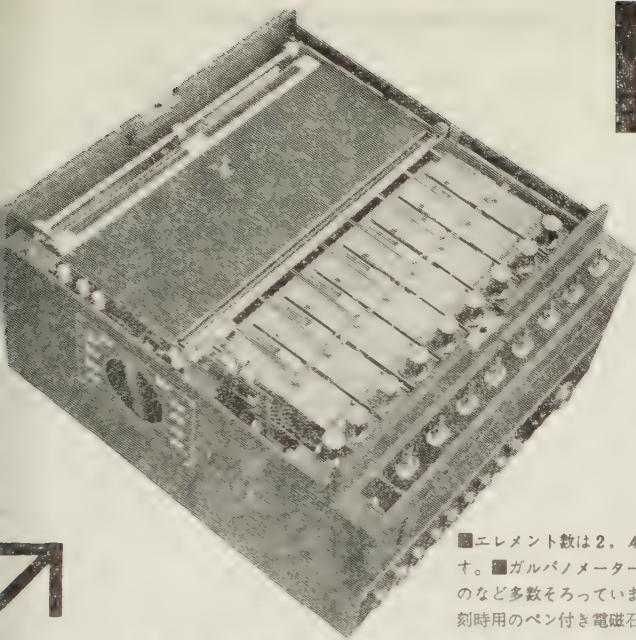
最近一般産業における設備合理化と能率向上のため機械装置と電機品の集中配置による中央管理方式が普及しています。

- | | |
|-------------|-------------|
| (1) 取扱が安全 | (4) 保守点検が容易 |
| (2) 据付面積が少い | (5) 美しい外観 |
| (3) 操作事故の減少 | |

株式会社 立正電機製作所

本社・工場	京都市南区吉田院中島町 4	電話京都 (5) 9176 (代表)
東京支社	東京都千代田区内幸町 2 の 1	電話 (591) 4451~3
大阪営業所	大阪市北区堂島船大工町 15	電話 (36) 3964
広島営業所	広島市的場町 144	電話 (4) 8919
九州営業所	福岡市大名町 2 の 98	電話 (5) 2210
仙台営業所	仙台市青葉区 174	電話 (3) 1583

カタログは御問合には上記営業所へ



150 c/s までの

広範囲な電気現象を

精密に
容易に
低廉に
記録する

インク書きオシログラフ

I R-201型

■エレメント数は2, 4, 6, 8の4種類で最大振巾±25mmのときは6エレメントまでです。■ガルバノメーターは最高150%の周波数特性のものおよび0.7mA/cmの高感度のものなど多数そろっています。■記録速度は電氣的に広範囲に切換えられます。■信号用と刻時用のペン付き電磁石装置を備えています。■リモートコントロールが可能です。

INK WRITING OSCILLOGRAPH



三栄測器株式会社

本社 東京都新宿区柏木1-95 Tel (371)7117-8, 8114-5

工場 東京都武蔵野市吉祥寺1635 Tel (022-②)4941, 7825

DC AMPLIFIER

直流増幅器 DA-103型

理・工・医のあらゆる分野における測定と解析に好適

インク書きオシログラフと電磁オシログラフのいずれにも組合せられる

高感度

電池不要

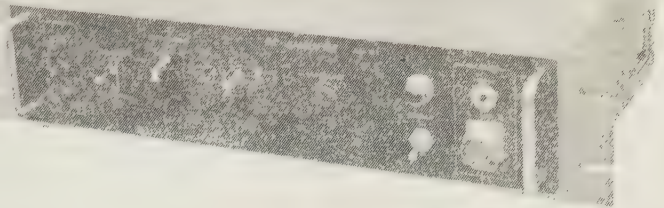
電源電圧変動の影響をほとんど受けない

操作簡便

ラックパネル式の構造で通信用

標準架台に組込める

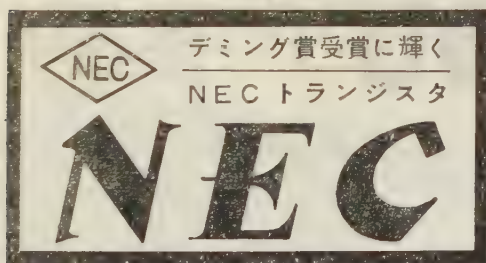
低廉な価格



主要製品

インク書きオシログラフ、電磁オシログラフ、二現鏡ブラウン管オシロスコープ、ブラウン管連続撮影装置、直流増巾器、歪記録増巾器

NEC トランジスタ・データー



NEC トランジスタ特性一覧表

品名	用途	構造	最大定格			特性			動作特性			参考品					
			コレクタ電圧 V _{CB} V	コレクタ電流 I _c mA	コレクタ損失 P _c mW	コレクタ遮断電流 (最大値) I _{co} (μ A)	α 遮断周波数 f _{α} (Mc)	コレクタ容量 C _{ob} (PF)	hfe 又は hFE	周波数 (kc)	電力利得 (dB)	参考品	参考品				
2SB100, 2SB101	低利得	PNP	-25	-50	70	(V _{CB} = 6V) 10	1.0	20	30	1	5,000	1,000	5	32	ST 301	ST 301	
2SB102, 2SB103	低利得	PNP	-25	-50	70	10	1.0	20	45	1	5,000	1,300	5	35	ST 302	ST 302	
2SB104, 2SB105	低利得	PNP	-25	-50	70	10	1.0	20	60	1	5,000	2,000	5	37	ST 303	ST 303	
2SB106, 2SB107	低利得	PNP	-25	-50	70	10	1.0	20	80	1	5,000	2,800	5	38	ST 304	ST 304	
2SB108, 2SB109	低利得	PNP	-25	-50	70	10	1.2	20	(V _{CE} = -1V) I _C = 20mA	65	1	C-500 500	B-500 4,000	5	26	ST 305	ST 305
2SB110, 2SB111	低利得	PNP	-25	-50	70	10	1.2	20	85	1	500	5,000	5	27	ST 306	ST 306	
2SB112, 2SB113	低利得	PNP	-25	-50	70	10	1.2	20	110	1	500	6,000	5	28	ST 307	ST 307	
2SB114, 2SB115	低利得	PNP	-30	-100	125/180	15	0.65	(V _{CE} = -1V) I _C = -50mA	50	1	300	1,800	10	28	ST 308	ST 308	
2SB116, 2SB117	低利得	PNP	-30	-100	125/180	15	0.8		70	1	300	2,200	10	33	ST 309	ST 309	
2SB118, 2SB119	低利得	PNP	-30	-100	125/180	15	1.0		100	1	300	2,700	10	36	ST 310	ST 310	
2SB120, 2SB121	低利得	PNP	-30	-50	100	(V _{CB} = -30V) 10	0.8	-60	1	20k Ω			40	ST 311	ST 311		
2SB122, 2SB123	低利得	PNP	-30	-50	125/180	10	0.8	35	-60	1	1.2k Ω	1,500	5	35	ST 312	ST 312	
2SB124, 2SB125	低利得	PNP	-30	-100	125/180	10	0.8		70	1	300		10	25	ST 313	ST 313	
2SA167	低利得	PNP	-20	-30	100	(V _{CB} = -20V) 6	8	10	85					ST 314	ST 314		
2SA168	低利得	PNP	-20	-30	140	6	8	10	85					ST 315	ST 315		
2SA169, 2SA170	低利得	PNP	-20	-50	100/140	6	15	10	(V _{CE} = -1V) I _C = -10mA	150				ST 316	ST 316		
2SA171	低利得	PNP	-20	-50	100	6	7	20	(V _{CE} = -1V) I _C = -10mA	80				ST 317	ST 317		
2SA172	低利得	PNP	-20	-200	140	6	7	20	(V _{CE} = -0.5V) I _C = -200mA	35				ST 318	ST 318		
2SA173, 2SA174	低利得	PNP	-20	-50	100/140	6	4	18	(V _{CE} = -1V) I _C = -10mA	50				ST 319	ST 319		
2SA175	低利得	PNP	-30	-500	500	(V _{CB} = -30V) 100	0.5	(V _{CE} = -2V) I _C = 200mA	70					ST 320	ST 320		
2SA176	低利得	PNP	-30	-500	500	100	0.5	(")	70					ST 321	ST 321		
2SA177	低利得	PNP	-30	-2A	10W	(V _{CB} = -6V) 150	0.4	(V _{CE} = -2V) I _C = -1A	70	25	35	10	30	ST 322	ST 322		
2SA178	低利得	PNP	-60	-2A	20W	(") 150	0.4	(")	50	25	35	10	30	ST 323	ST 323		
2SA154	低利得	PNP	-15	-4	20	(V _{CB} = -9V) 5	45	1.5	30	455kc	30k Ω	600	36	ST 324	ST 324		
2SA155	低利得	PNP	-15	-4	20	5	45	1.5	40	455kc	30k Ω	600	39	ST 325	ST 325		
2SA156	低利得	PNP	-15	-4	20	5	45	1.5	50	455kc	30k Ω	600	42	ST 326	ST 326		
2SA159	低利得	PNP	-15	-4	20	5	50	1.5	50	1.6	100k Ω	2,000	36	ST 327	ST 327		
2SA160	低利得	PNP	-15	-4	20	5	50	1.5	60	1.6	100k Ω	2,000	39	ST 328	ST 328		
2SA153	低利得	PNP	-15	-4	20	5	55	1.3	60	12	200k Ω	300	36	ST 329	ST 329		
2SA157	低利得	PNP	-15	-4	20	5	55	1.5	50	18	455		36	ST 330	ST 330		
PD 3L	光電変換	PN	50	5	100	V _C = 30V 20	20kc							ST 331	ST 331		
PD 6	光電変換	PN	50	2	20	V _C = 50V 30								ST 332	ST 332		

☆ 300cps の応答周波数の場合

● 無負荷大振幅振動時の場合

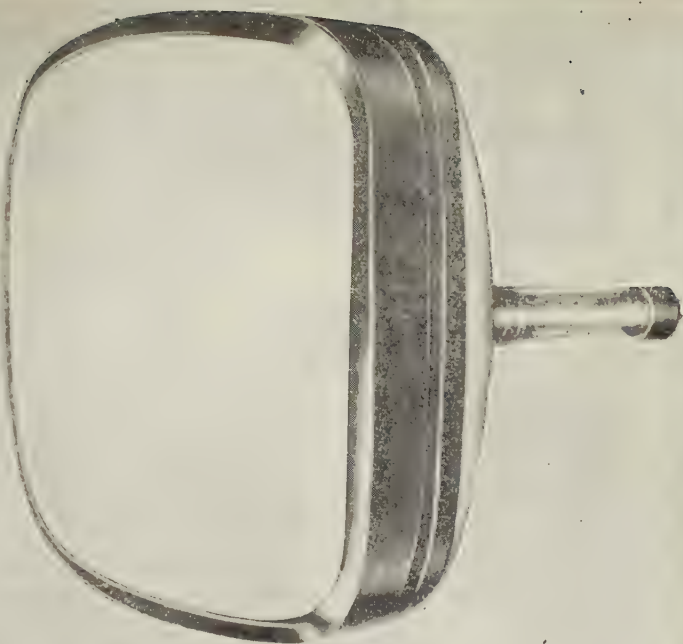
カタログ御入用の方は下記へお申込み下さい
東京都高輪局区内 日本電気株式会社
第三営業部 電子管課



日本電気株式会社

NEC ブラウン管は多年の研究と経験のもとに優れた技術と近代的量産設備とによって製作しており、次の様な特徴をもっております。

- 1) フォーカスが鮮鋭で分解能が高く、ペンタガン方式を採用した優れた設計になっております。
- 2) 電源電圧の変動に無関係な完全自動焦点方式でかつ焦点ボケが全然なく、又黒鉛膜の特殊構造によるクイックスタートでありますからスイッチインと同時に、安定した像をむすぶ瞬時安定方式であります。
- 3) イオントラップマグネットの取付重心が球の真下に来るように設計してありますので使用中、又は輸送中でもマグネットの位置が安定しておりますので調整の狂う心配はありません。
- 4) 発光膜は最も好ましい色調と均一性によりガラスのグレイフェースとあいまってコントラストが良く明るい場所でも鮮明な画面が得られます。



NEC

ブラウン管と真空管



NEC 真空管は優れた近代的量産設備と、科学的品質管理によって製作しており、その技術は米国有数のシルバニヤ社より技術提携を受け、伝統ある我社の技術とあいまってその優れた性能と安定した品質は業界より広く認められておる所であります。

NEC 真空管はかえすラジオ・テレビ用に新品種を開発して業界の要求に即応して広く愛用されており、次の様な特徴をもっております。

- 1) 低ノイズ低ハム高感度で品質が均一で電気的性能にすぐれております。
- 2) 構造堅牢で機械的強度が強く高信頼性で、耐震性にすぐれております。
- 3) 長寿命で長期使用しても特性変動が少く安定性にすぐれております。

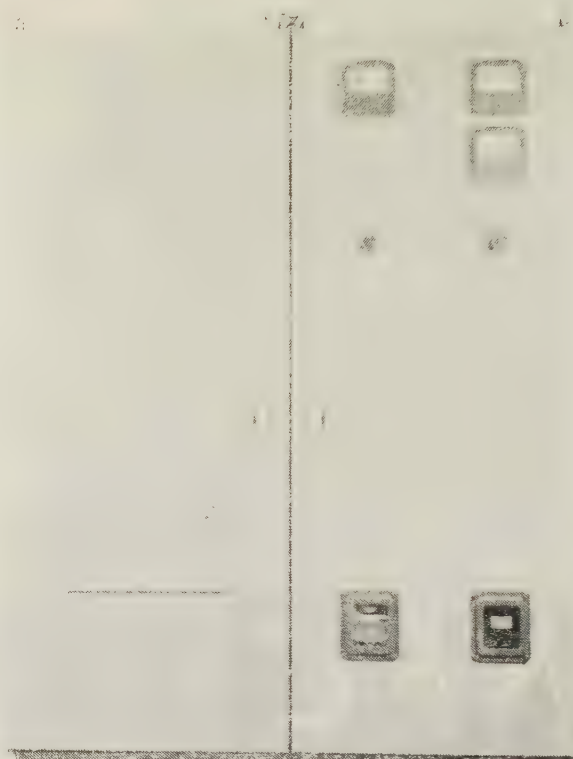


新日本電氣株式會社
日本電氣株式會社

本 社 大阪市北区梅田2 第一生命ビル 電話 36 1261 (大代表 2890 直)
営業所 東京・大阪・札幌・仙台・名古屋・金沢・広島・高松・福岡・
旭川・帯広・青森・郡山・前橋・横浜・新潟・甲府・松本・静岡・岐阜・松阪・富
山・京都・鳥取・岡山・徳山・徳島・新居浜・松山・高知・小倉・熊本・鹿児島

Takaoka

仙
台
・
東
京
・
名
古
屋
・
大
阪



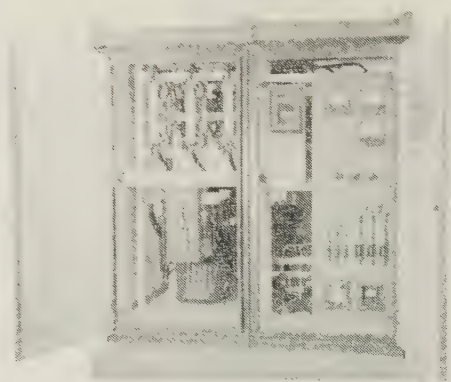
株式会社 高岳製作所

関東電気協会より推奨品第1～4号に指定されました。

簡 易

高 岳 キ ュ ー ビ ク ル

わが国で最初に高岳が開発しました。長年、電力会社の変電所設備を製作して来た優れた技術が十分に生かされています。簡単安全な構造、安定した運転、今迄の常識では考えられなかった狭い設置場所、その上低廉な価格、どれ一つをとって見ても高圧受電設備として、高岳の簡易キュービクルが最適ということがわかります。なお、御注文頂けば直ちに御納めできます。



高岳の簡易キュービクルは、ビル・工場・商店の電気施設の心臓としてその役目を立派に果しています。

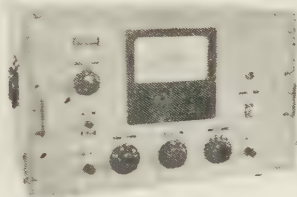
ANDO

測定器



メーター直読式の

位 相 計



PHM-5 型

320×520×320mm 18.5kg

10 c/s から 500 KC まで

PHM-5 型 位 相 計		
周波数範囲	10 c/s~500 kc	
電圧範囲	10 c/s~200 kc の間	2 V~30 V
	200 kc~500 kc の間	5 V~30 V
誤差	10 c/s~100 kc の間	±(20+3%)
	100 kc~500 kc の間	±(20+5%)
電源	AC 100 V, 50/60 c/s	

；尚入力が少ない場合は別にプリアンプ (40 dB) を取付け使用することもできます。

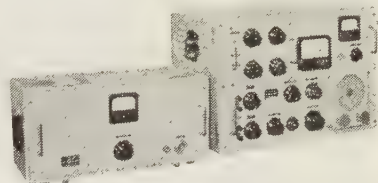
20 c/s から 20 kc まで



PHM-3 型

320×270×300mm 27 kg

PHM-3 型 位 相 計		PHM-4 型 位 相 計	
周波数範囲	20 c/s~20 kc	周波数範囲	10 c/s~3 Mc
電圧範囲	0.1~20 V	電圧範囲	20 c/s~30 kc の間 0.1~15 V
			30 kc~3 Mc の間 0.05~15 V
誤差	±(5°+フルスケールの1%)	誤差	20 c/s~30 kc の間 ±(5°+フルスケールの1%)
			30 kc~3 Mc の間 ±(5°+フルスケールの2%)
電源	AC 100 V, 50/60 c/s	電源	AC 100 V, 50/60 c/s



PHM-4 型

本体 600×420×430 mm 40kg
電源部 520×250×300 mm 30 kg

10 c/s から 3 Mc まで

告 白 目 次

- | | |
|----------------|----------------|
| 2 月号 BHトレーサー | 5 月号 絶縁材料測定器一式 |
| 3 月号 コロナ雑音測定装置 | 6 月号 マイクロ波測定器 |
| 4 月号 パルスコープ | 7 月号 電子管式絶縁抵抗計 |

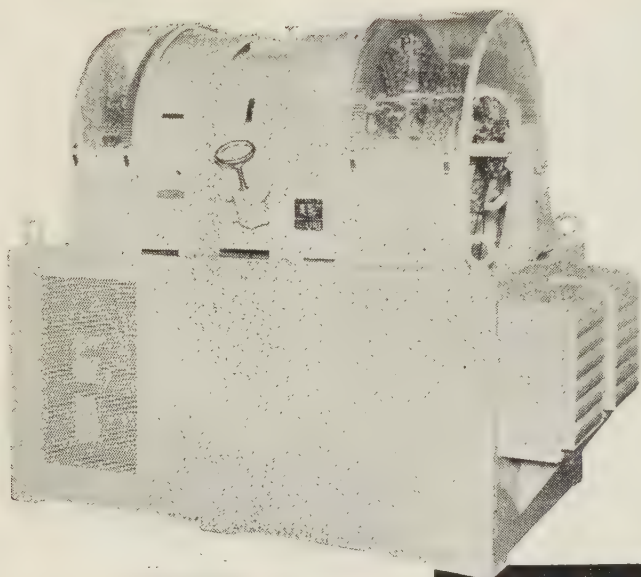
安藤電気株式会社

東京都大田区仲蒲田 3 - 4

Tel (731) 1161 (代)

整流機
シリコン
ニウム
バルトロ
レ

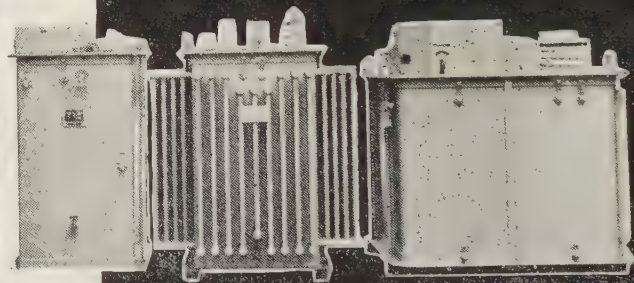
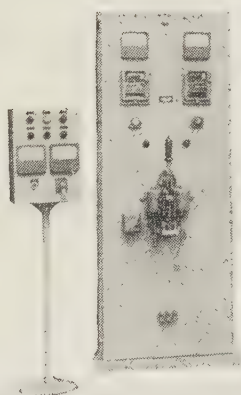
良心的な技術と
豊富な経験と



バルトロ整流機 15V-5,000A 75kW

各種制御盤

配電盤・自動制御機器



シリコン整流器 15V-10,000A 150kW

叩

株式会社

中央製作所

型録贈呈
誌名御記入

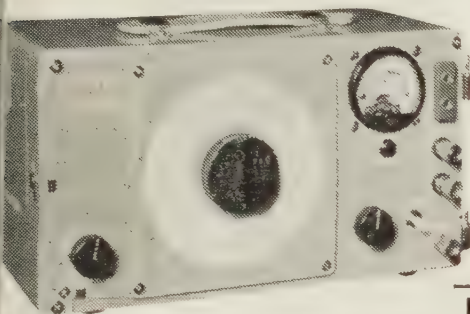
本社工場 名古屋市瑞穂区内浜町2丁目75番地
出張所 東京都港区芝浜松町4丁目2番地

TEL 代表 (81) 3166
TEL (431) 2177・6257

CR-60TB

トランジスタ発振器

トランジスタを用いた小型携帯用の低周波発振器で、搬送機器、伝送回路などの試験調整に最適のものであります。



周波数範囲：

0.2 kc~60 kc

周波数精度：±2%

出力：

各バンド内1dB以内

周波数特性：3%以内

電源：

22.5 V 乾電池

ジ
ス
タ
測
定
器

イ
ト、
ト
ラン

‘61
年
の
ハ
イ
ラ

LM-8TB

トランジスタレベル測定器

トランジスタを用いた小型携帯用のレベル測定器でありながら、

周波数およびレベルの可能範囲において、また測定精度におい

て、大型器なみの働きをします。また消費電力においても、予

備電池の内蔵により、連続80時間以上の使用が可能です。

使用周波数範囲

0.2 kc~60 kc 600Ω 回線 (平衡または不平衡)

50 kc~500 kc 75Ω 回線 (“)

0.2 kc~500 kc “ (不平衡)

測定レベル範囲

-60dBm ~+30dBm



東亜電波 の計測器

チョツパ CH-1 CH-4

用途

CH-1：特に高い入力抵抗(10~1,000MΩ)の回路。

(例) 高入力抵抗直流増幅器、(pH計指示部・光電流増幅器等)

高入力抵抗自動平衡式記録計。

CH-4：中入力抵抗(1~10MΩ)の回路。

(例) 組み合わせ増幅器(演算増幅器等)におけるドリフト補償用増幅器等。

またCH-1、CH-4、はいずれも低入力抵抗の回路(数Ω~数10KΩ)で使用して、数μVの検出が可能です。



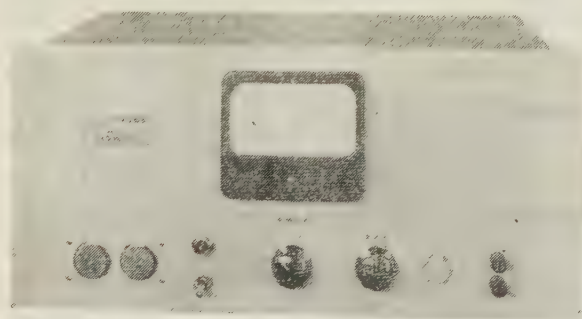
東亜電波工業株式会社

本社 東京都新宿区飯紡町2-3-5 (369)0101(代)
出張所 大阪市東区淡路町3の6船場ビル・(23)6547
サービス 福岡市東区港町88-2日興電気商会内・(4)4910
ステーション 名古屋市中区朝日町2の5朝日電子エレクトロニクス・(9)5232

N-500 直流増幅器

特 徴

1. 高感度で最小 $\pm 0.1 \mu\text{V}$ より測定出来る。
2. 増幅度が最大 140 dB で非常に大である。
3. 雑音が $\pm 0.05 \mu\text{V}$ 以下で稀少である。



特 徴

1. 測定周波数が 2 kc~15 Mc で非常に広帯域である。
2. 周波数特性が 100 Mc 迄 -0.5 dB 以内、150 Mc 迄 -1.5 dB 以内で特性がよい。
3. 増幅度 40 dB で利得が高い。

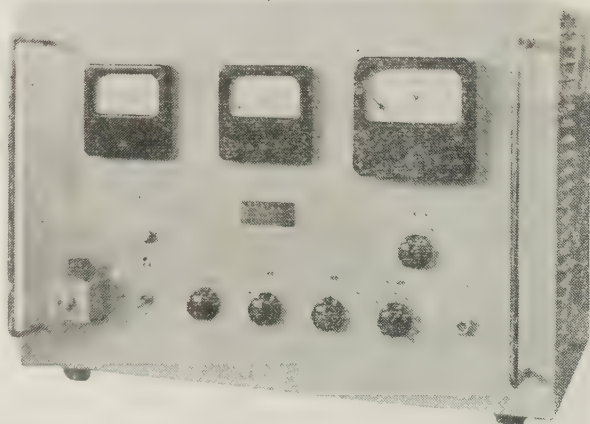
規 格

周波数範囲 2 kc~150 Mc
 利 得 40 dB
 最大出力 10 V 100 Ω 負荷に対し
 周波数特性 高域 100 Mc -0.5 dB 以内
 150 Mc -1.5 dB 以内
 低域 10 kc -0.5 dB 以内
 2 kc -3.0 dB 以内
 ただし 100 Ω 電源より 0.1 μF で結合
 雑音係数 10 dB 以下
 遅延時間 約 0.014 μs 以下
 立ち上がり時間 約 0.005 μs 以下オーバーシュート
 ほとんどなし
 入出力インピーダンス 各 100 Ω
 電 源 AC 100 V 50/60 c/s
 寸法・重量 600 \times 410 \times 380 mm/m 約 52 kg

規 格

利 得 140 dB, 120 dB, 100 dB, 80 dB
 4 レンジ
 出力電圧 最大 $\pm 10 \text{ V}$ 10 k Ω 負荷にて
 入力電圧 最小 $\pm 0.1 \mu\text{V}$ 最大 $\pm 1 \text{ mV}$
 入力指示計 最大指示 1 μV , 10 μV , 100 μV ,
 1 mV 4 レンジ
 周波数応動 DC~2 %
 確 度 定格値の $\pm 2 \%$
 零点安定度 $\pm 0.05 \mu\text{V/H}$ 以下
 雑 音 $\pm 0.05 \mu\text{V}$ 以下
 入力抵抗 約 20 Ω
 電 源 AC 100 V 50/60 c/s 約 60 VA
 寸法・重量 482 \times 222 \times 272 mm 約 15 kg

N-511 広帯域分布増幅器



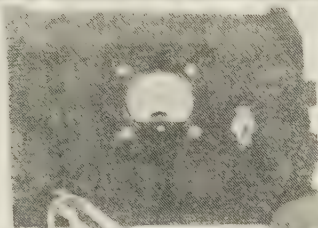
日本電波株式会社

東京都品川区東中延 4-1402

TEL (781) 7181 (代) 7155 (代)

カタログ呈

アイソレーター及び回転型抵抗減衰器



アイソレーター

特長 このアイソレーターは
周波数に応じて励磁電流を調整し最大の逆方向損失が得られる

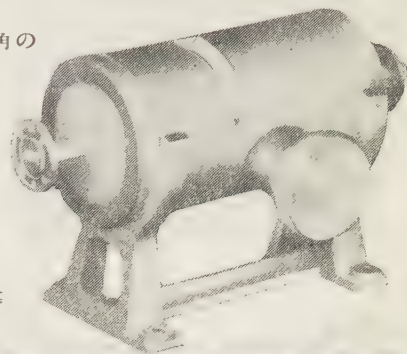
型 名	周波数 (Gc/s)	導波管	挿入損失 (db)		逆方向損失 (db)		V. S. W. R	寸法
			中 心	帯 域	中心	帯域		
TFR-10	8.6~9.6	WRJ-10 BRJ-10	0.7 以下	1.0 以下	35以上	20以上	<1.25以下	300
TFR-24	22.5~24.5	WRJ-24 BRJ-24	0.8 〃	1.0 〃	35 〃	18 〃	<1.25 〃	150
TFR-34	34.5~36.8	WRJ-34 BRJ-34	0.8 〃	1.2 〃	30 〃	12 〃	<1.4 〃	150
TFR-50	44.0~50.0	WRJ-50 BRJ-50	1.0 〃	1.5 〃	30 〃	12 〃	<1.5 〃	130

回転型抵抗減衰器

型 名	周波数 (Gc/s)	導波管	減衰量 (db)	挿入損失 (db)	V. S. W. R	寸法	較 正 点
TPCA-24	22~25	WRJ-24	0~40	0.5 以下	<1.2 以下	200	中心及び両端3点
TPCA-34	33~37	WRJ-34	0~40	0.8 以下	<1.25以下	150	〃
TPCA-50	42~52	WRJ-50	0~40	1.2 以下	<1.3 以下	125	〃

特長 この回転型抵抗減衰器は

- (1) 周波数によって減衰量に変化せず、回転角のみに関係し、理論値とよく一致する
- (2) 減衰量を変える際の位相変化がない



主要製造品目

各種電波分光装置 ● マイクロ波管 ● 電磁石等
の高安定電源 ● その他精密電子応用機器

東京電気精機株式会社

本社 東京都千代田区神田佃町2の11
Tel (251) 9786 (代) 8 4414
工場 文京工場・立川工場

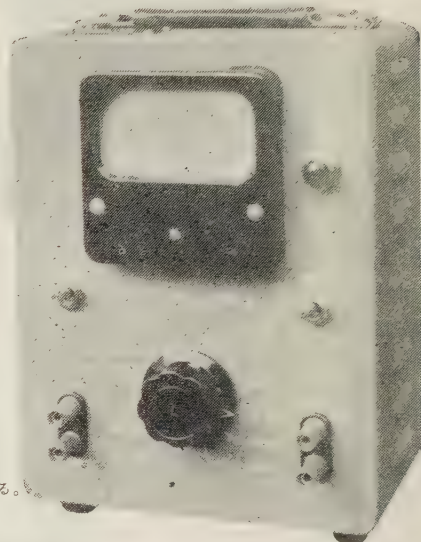
広帯域 高感度の増巾型真空管電圧計

MV-15 高感度真空管電圧計

特長・用途

1. 高感度で1目盛 20 μ V まで測れるから搬送回路等の動作状態に近い小入力で各種の測定ができる。
2. 高入力インピーダンス (10 M Ω) で被測定回路の状態を乱さない。
3. 5 c/s の超低周波まで特性が変わらぬから高忠実度増幅器の試験ができる。
4. 本器はまた負帰還を充分にかけた高安定度・高感度の増幅器としても利用できる。

規 格	1 測定電圧範囲	100 μ V \sim 300 V 12 レンジ, フルスケール 1 mV, 3 mV, 10 mV, 30 mV, 100 mV, 300 mV, 1 V, 3 V, 10 V, 30 V, 100 V, 300 V
	2 周波数範囲	5 c/s \sim 700 kc
	3 測定精度	100 c/s \sim 50 kc の範囲 フルスケールの $\pm 3\%$ その他の範囲 " $\pm 10\%$
	4 指示計目盛	電圧目盛 0 \sim 10 および 0 \sim 3, デシベル目盛 $-12\sim+2$ dB 600 Ω /mW, 基準 (1 dB は 0.775 V) 正弦波に対する実効値で目盛っている。
	5 入力インピーダンス	1 mV \sim 300 mV レンジ 10 M Ω 並列に 27 pF, 1 V \sim 300 V レンジ 10 M Ω 並列に 14 pF
	6 出力	端子開放出力電圧 指示計フルスケール時約 0.45 V, 端子開放電圧利得 1 mV レンジで 53 dB 内部インピーダンスは中間の周波数で 50 Ω 以下
	7 電源	100 V, 50 \sim 60 c/s, 約 13 VA
	8 寸法・重量	195 \times 280 \times 170 mm, 約 4.5 kg

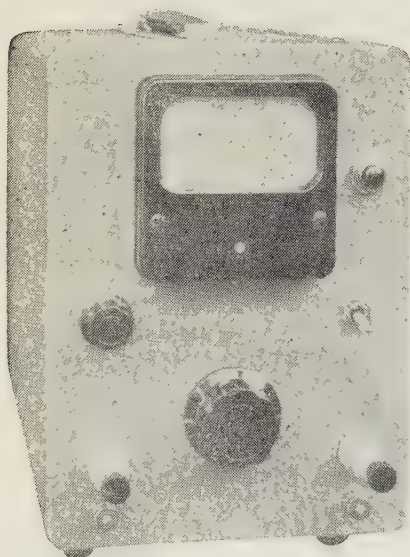


MV-16 広帯域真空管電圧計

特長・用途

1. 30 Mc まで特性が平坦でしかも高感度であるから、無線周波の各種の測定、殊に電圧レベルの小さいトランジスタの高周波特性の測定に好適。
2. 高入力インピーダンス (10 M Ω) で被測定回路を乱さない。
3. 安定度の高い増幅器としても使用でき、無線周波のレベル計や無線周波ブリッジの零点検出に利用できる。

規 格	1 測定電圧範囲	100 μ V \sim 300 mV 6 レンジ, フルスケール 1 mV, 3 mV, 10 mV, 30 mV, 100 mV, 300 mV
	2 周波数範囲	1 kc \sim 30 Mc
	3 電圧測定精度	10 kc \sim 10 Mc の範囲 フルスケール $\pm 5\%$ その他の範囲 " $\pm 10\%$
	4 安定度	電源電圧 $\pm 10\%$ の変動に対し ± 0.5 dB 以内 但し 10 Mc まで
	5 指示計目盛	電圧目盛 0 \sim 1.0 および 0 \sim 3.0 デシベル目盛 $-12\sim+2$ dB 正弦波に対する実効値目盛
	6 入力インピーダンス	10 M Ω 並列容量 10 pF
	7 出力回路	端子開放電圧 約 0.2 V (指示最大にて) 端子開放利得 46 dB 以上, 出力インピーダンス 75 Ω
	8 電源	100 V, 50 \sim 60 c/s, 110 VA
	9 寸法・重量	200 \times 270 \times 350 mm, 7.5 kg



目黒電波測器株式会社

(国電エビス駅
より東急バス
五本大下車)

東京都目黒区上目黒五丁目二六五八番地 電話 目黒 (712) 1166 (代) \sim 9 \cdot 1160


FOR

very accurate local time comparisons


generation of very accurate local time
with atomic or quartz oscillators

this new 113AR Clock is the ultimate



This new  113AR Frequency Divider and Clock makes possible precision time comparisons between stable oscillators and standard WWV or other transmitted time signals. This permits adjustment of frequency or time standards for greater absolute accuracy, and simplifies obtaining detailed records of drift rates, or time or frequency differences between oscillators in widely separated systems.

Propagation path errors can be averaged out and Doppler errors are virtually eliminated.

 113AR's unique optical gate (no contacts, no wear, cannot add jitter) and a directly calibrated precision phase shifter make possible the unique accuracy of the Clock providing a time comparison capability of $\pm 10 \mu\text{sec}$. Regenerative dividers, a phase-stable motor and precision gear train provide fail-safe operation not attained by pulse counting systems.

Model 113AR is conservatively designed from premium components, fully transistorized for longer standby battery operation, and meets performance requirements of MIL-E-16400. The unit is rugged, dependable and measures only 7" high.

HEWLETT-PACKARD COMPANY

Palo Alto, California, U.S.A.

SPECIFICATIONS

Input Frequency: 100 KC \pm 300 cps.

Input Voltage: 0.5 to 5 v rms.

Input Impedance: Approx. 300 ohms

Output Signals: (1) 1 pps, 10 v, 10 μsec rise time, approx. 20 \pm 10 μsec duration, into 5,000 ohms (2) 1 pps, 4 v, 10 μsec rise time, 100 \pm 3 msec duration, from 50 ohms (3) 1 KC pulses, pos and neg, 4 v peak, 8 μsec nominal duration from approx. 5,000 ohms.

Frequency Divider: Regenerative; fail-safe.

Time Reference: Continuously adjustable, calibrated in 10 μsec increments.

Clock: Manual start, 24 hr dial.

Auxiliary Output: 1, 10 and 100 KC sine waves; 0.25 v rms from 1,200 ohms.

Power Requirements: 26 v \pm 2 v ( 724A Power Supply).

Size: 7" high, 19" wide, 19 1/2" deep. Wt. 35 lbs.

Data subject to change without notice.



日本総代理店

関商事株式会社

東京都千代田区神田東福田町1番地 電話(866)代表3136

VOLCO

新製品 速応無歪自動電圧調整器

VOLCOの新製品 FRW型 速応無歪自動電圧調整器は確実な古典的回路方式により新しい設計技術で製作されたもので、極めて早い応答性と歪のない正弦波出力をもっております。ドリフトも殆ど有りません。

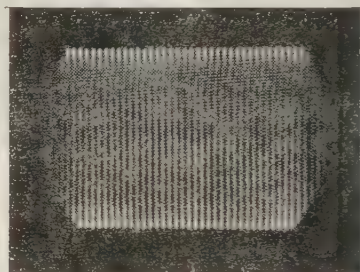
構造も簡単頑丈で真空管や半導体等を全く含んでおりませんから悪い使用条件で乱暴な取扱を受けても故障する心配がありません。

高温、多湿、振動、等周囲条件がわるく、早いはずい電圧変動のある実際の現場で使用した場合に実質的に他のどの方式のものより安定度の高い、信頼性のある自動電圧調整器であります。

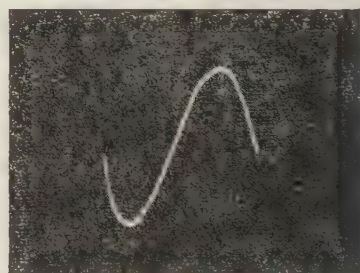
構造が簡単なので価格も低廉です。

30年以來の専門メーカーVOLCOの製品ですから

その他の性能も勿論最高です。



入力 10 % 急昇



出力波型

サービス代行店

関東甲信越地区 吉沢精機工業株式会社
 本 社 東京都文京区湯島新花町 35
 Tel. (921) 1042・7088・(929) 0289
 営業所 長野市・横町 2 0
 Tel. 長野 4 6 0 1
 新潟市下大川前石油企業会館内
 Tel. 新潟 (3) 0 6 0 3
中 京 地 区 株式会社 朝日商會
 名古屋市中千種区覚王山通 3-34
 Tel. (73) 0625-6.465・7964

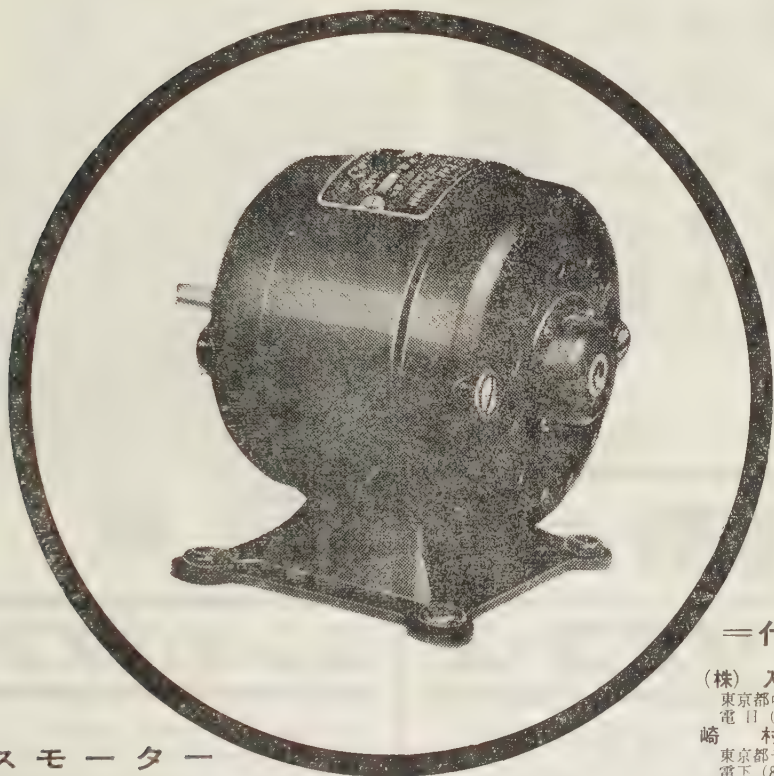
関 西 地 区 株式会社 三栄商會
 大阪市北区東堀川町 11
 Tel. 大阪 (36) 2556-7
中国・四国・九州地区 新川電機株式会社
 本 店 広島市三川町 1
 Tel. 中 (2) 9147-9・9140
 支 店 高松市南鍛冶屋町 4-18
 Tel. 高松 (2) 7 3 4 3
 福岡市上小町 3-4
 Tel. 福岡 (2) 0514 (3) 6344

日本電源機器株式会社

東京都墨田区寺島町 5-130 電話 (611) 2461・2971
 出張所 大阪市東区谷町 1-7 電話 (94) 1140

古き伝統と新しい技術

コロナモーター



シーリスモーター
シンクロナスモーター
キャパシターモーター

は特に量産しております。

その他 小型モーターと発電機 については
御相談下さい。必ず御期待にそいます。

＝代理店＝

(株) 入江製作所

東京都中央区日本橋本町4の7
電 日 (241) 代 大 5 2 8 1

崎 村 商 店

東京都千代田区神田五軒町42
電 下 (881) 9 9 5 3, 4 3 4 6

吉沢精機工業株式会社

東京都文京区湯島新花町35
電 小 (921) 1 0 4 2, 7 0 8 8

営業所 長野市横町20
電 話 長 野 4 6 0 1

新潟市下大川前石油企業会館内
電 話 新潟 (3) 0 6 0 3

ユタカ電業株式会社

東京都港区芝新橋5の22
電 芝 (431) 1578, 1718, 4652, 8388

日本電化工業社

京都市下京区河原町通り四条下ル(日生ビル)
電 下 (5) 2 5 8 7, 9 2 4 7

沢電気機械株式会社

大阪府西区土佐堀通り2の8
電 大 (44) 3 7 1 5 (代表) ~ 9

(株) 西山製作所

大阪府東区瓦町2の15
電 北 (23) 5755, 229, 448

(有) 入江製作所

名古屋市中区大池町1の48
電 中 (24) 1 6 2 1, 6 3 8 9

岩谷産業株式会社

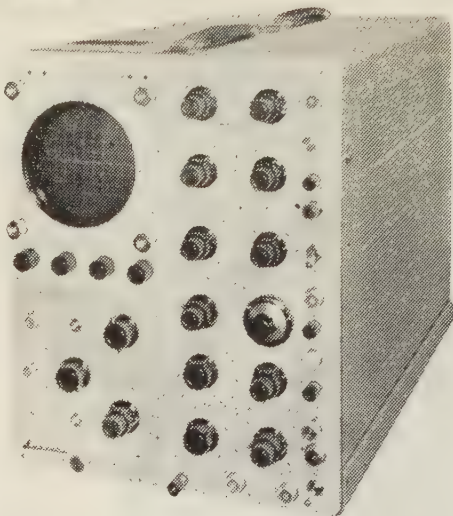
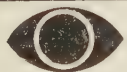
大阪府東区本町3
電 船 (26) 3251 ~ 5, 8251 ~ 5

営業所 東京・名古屋

(旧 社 名 花 塚 電 機 産 業 株 式 会 社)

コロナモーター株式会社

東京都目黒区東町52番地 電話 目黒 (7 1 2) 代表 3 1 4 6 - 9



瞬時現象！ 連続現象！

岩崎の

メモリスコープ

MS-5012

メモリスコープは、直接表示蓄積管のメモトロンを使用したシンクロスコープで、瞬時現象を必要な時間だけそのまゝとっておく事ができます。不要になれば直ぐ消去することも可能です。

性能

感 度 10mV/cm

周波数帯域 DC～1 Mc

掃 引 方 式 内部・外部のトリガー又は自励
遅延掃引、電源掃引、外部掃引

掃 引 時 間 1 μ sec/cm～12sec/cm

較 正 電 圧 0.2mV～100V

6現象

シンクロスコープ

2要素ブラウン管を3組使用した、多現象用のシンクロスコープです。現象を記録するためには、このまま、接写装置で写真をとるのと、オシログラフの上に6現象を光学的に集めて連続記録するのと、2つの方法があります。後の方法の場合にはセットのパネル面に装置を取付けます。

性能

ブラウン管 5SP11A 3本

感 度 0.05V/cm

入力インピーダンス 1M Ω

周波数帯域 DC～500kc

掃 引 方 式 トリガー掃引、単掃引及び自励
内部・外部・電源の正及び負

掃 引 時 間 4 μ sec/cm～15msec/cm

較 正 電 圧 0.05V～100V

電 源 100V 50～60%



岩崎通信機株式会社

(お問合せは営業所又は出張所へお願いします)

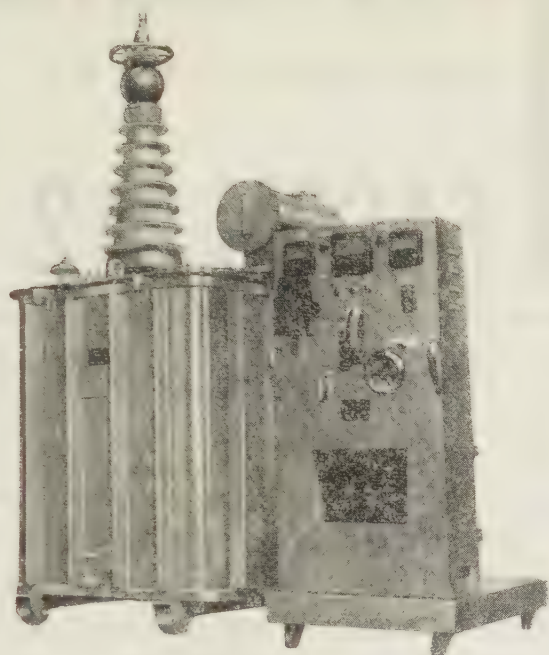
東京営業所 東京都中央区日本橋通り1の6 浅野ビル
電話 (271) 0461～8・0471～7

大阪営業所 大阪市東区淡路町5の2 長谷川ビル
電話 (23) 1616 (代表)

本社及工場 東京都杉並区久我山2丁目710番地
電話 代表(391)2231・(398)2231

出張所 札幌・仙台・金沢・名古屋・広島・福岡・熊本

聖電工業の高電圧発生装置・電源変圧器

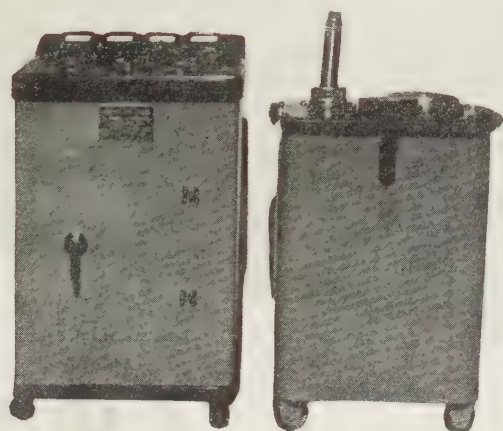


AC 15KVA 150KV 発生装置

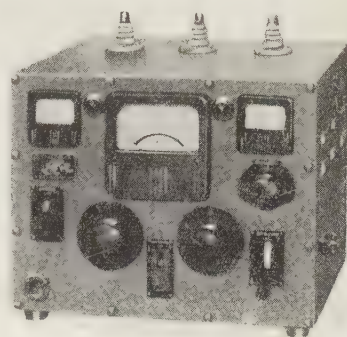
製造品目

各種変圧器

交・直流高電圧発生装置
絶縁耐力試験装置
静電塗装及着毛用直流電源装置
電気炉・乾燥炉用変圧器
通信機用電源変圧器
着火用イグニッショントランス
インダクション、テスラーコイル
スリムライン用安定器
高周波発生装置
リアクター、チョークコイル



DC-100KV 発生装置



A, C/D, C 共用 1KVA 0~20KV



聖電工業株式会社

東京都大田区下丸子町134番地 電話 蒲田 (731) 3719・5773

エレクトロニクス時代の頭脳

富士の

コンピュータ

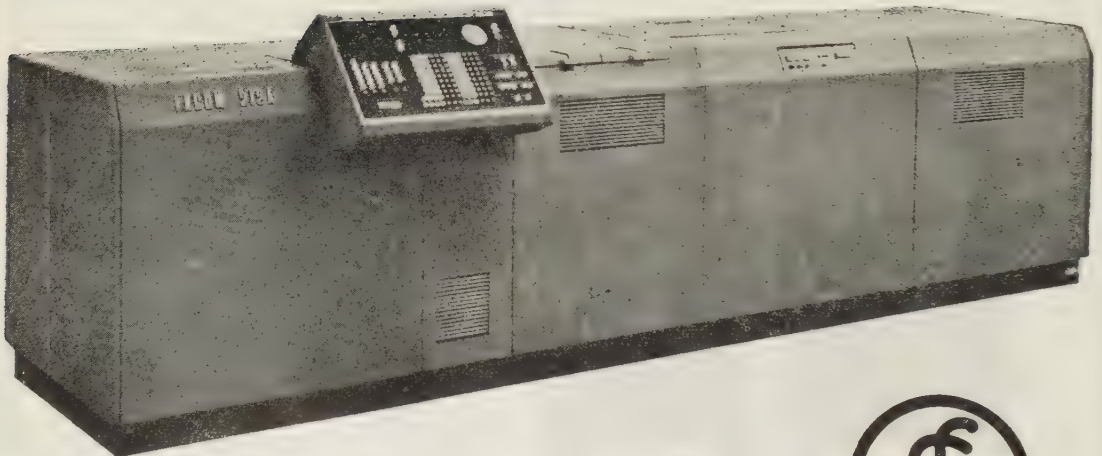
FACOM-212 は IBM と結合して
今すぐお使いになれます。

FACOM-212

貴方の会社の経営方針策決定にオフィスオートメーションの用具として FACOM-212 はこんなに役立ちます。

例えば

予算統制、資材管理、在庫管理、工程管理、給料計算、販売統計事務の他、市場調査に関する諸統計処理や経営分析計算はこのFACOM-212にとって最も得意とする分野です。



富士通信機製造株式会社

東京都千代田区丸の内3の2 電話 (281) 6221・6231(代)

UDC 621.373.43: 621.318.435

飽和変圧器を含む強制振動回路の過渡現象*

資料・論文

35-73

T.M. 池 野 英 三†

1. 緒 言

筆者は先に非線形微分方程式の解法として V 関数法を提案した。この方法は少ない手数で早く計算できることを主眼としたものである。この方法を2階の微分方程式に適用した場合⁽¹⁾ある種の3階の微分方程式に適用した例として、T形振動回路の場合⁽²⁾はすでに発表した。さらに飽和変圧器を含む振動回路にも応用されることがわかったので、ここに発表しご批判をこう次第である。

飽和変圧器1個の場合は、比較的早く過渡状態らしき状態を終るので、多少の手数をかけても精度を高くするよう計算を行い、飽和変圧器2個の場合には相当長時間過渡状態が続くので、精度よりもさらに手数を省いて、できるだけ簡単な手順で計算をする方法を考えた。いずれも解析解の可能な例をこの方法で解いて、解析解と比較検討し、のち各種の非線形例を示し、特に後者の場合、抵抗によって解の形がひどく異なることを示した。

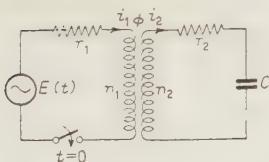
2. 飽和変圧器1個の場合

飽和変圧器の二次側にコンデンサ C を持つ振動回路(第1図)の方程式は

$$E(t) = n_1 \frac{d\phi}{dt} + r_1 i_1 \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$n_2 \frac{d\phi}{dt} = r_2 i_2 + \frac{1}{C} \int i_2 dt \quad \dots\dots\dots (2)$$

$$\phi = F(n_1 i_1 \pm n_2 i_2) \quad \dots\dots\dots (3)$$



第1図

ϕ は飽和変圧器の磁束、漏れ無しとする。 $n_1 n_2$, $r_1 r_2$ は一次二次の巻数と抵抗、 C は静電容量、 $t=0$ で C に電荷はないものとする。 ϕ は一次二

次コイルの巻方により $n_1 i_1 + n_2 i_2$, または $n_1 i_1 - n_2 i_2$ の関数となり、過渡ヒステリシスループを描く。仮に

(3) 式の複号の内(−)を採用することとし、 r_2 を次式のとおりとする。

$$r_2 = \frac{n_2}{n_1} r_1 \pm \Delta r \quad \dots\dots\dots (4)$$

(1)+(2) 式, (4) 式を代入して

$$\begin{aligned} E(t) + \frac{1}{C} \int i_2 dt &= r_1 i_1 - r_2 i_2 + (n_1 + n_2) \frac{d\phi}{dt} \\ &= \frac{1}{n_1} (n_1 i_1 - n_2 i_2) r_1 \pm \Delta r i_2 + (n_1 + n_2) \frac{d\phi}{dt} \end{aligned}$$

ここで次のような V を考える。

$$\begin{aligned} V &\equiv (n_1 + n_2) \frac{d\phi}{dt} + \frac{1}{n_1} (n_1 i_1 - n_2 i_2) r_1 \\ &= E(t) + \frac{1}{C} \int i_2 dt \pm \Delta r i_2 \quad \dots\dots\dots (5) \end{aligned}$$

(5) 式の V を t について微分して

$$\frac{dV}{dt} = \frac{dV}{d\phi} \cdot \frac{d\phi}{dt} = \dot{E}(t) + \frac{1}{C} i_2 \pm \Delta r i_2$$

そこで

$$\begin{aligned} \frac{dV}{d\phi} &= \frac{\dot{E}(t) + \frac{1}{C} i_2 \pm \Delta r i_2}{\dot{\phi}} \\ &\approx \frac{\dot{E}(t) + \frac{1}{C} \bar{i}_2 \pm \Delta r \bar{i}_2}{\dot{\phi}} \quad \dots\dots\dots (6) \end{aligned}$$

(5) 式の $n_1 i_1 - n_2 i_2$ は (3) 式の示すとおり ϕ の関数であるから、 $d\phi/dt$ が零であれば ϕ を横軸とし、縦軸に $1/n_1 (n_1 i_1 - n_2 i_2) r_1$ の曲線を描くことができる。

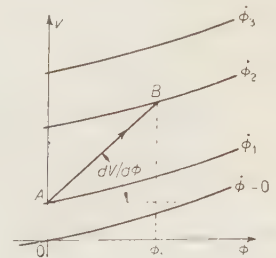
次に $d\phi/dt$ が ϕ_1 のときには $(n_1 + n_2) \phi_1$ だけ平行に移動すれば、 ϕ_1 のときの曲線が得られる。このようにして種々の ϕ_1 の曲線を $V-\phi$ 面に描いて第2図ができる。

$t=0$ のとき $\phi=0$,

$d\phi/dt = \phi_1$ とすると、

第2図の A にあたる。 Δt と Δt 後の $i_2 = i_2(t=0) + \Delta i_2$ を仮定し、

$$\bar{i}_2 = i_2(t=0) + \frac{1}{2} \Delta i_2 \quad \dots\dots\dots (7)$$

第2図 $V-\phi$ 面

* The Transient Phenomena of the Forced Oscillation Circuits Consisting Saturable Transformers. By E. IKENO, Member (Faculty of Engineering, Tokushima University).

† 徳島大学工学部助教授, 電気磁気学, 電気磁気測定担当

$$\bar{i}_2 = \Delta i_2 / \Delta t \quad \dots\dots\dots (8)$$

$$\bar{\phi} = 1/2 \cdot (\phi_1 + \phi_2) \quad \dots\dots\dots (9)$$

とし、 $(\bar{\phi})$ については後に説明する)

$$\bar{e} = e \left(\frac{1}{2} \Delta t \right)$$

と (7)~(9) 式を (6) 式に代入し、得られた $dV/d\phi$ の傾斜で A 点より直線を引き、 ϕ_2 曲線との交点の ϕ_1 より

$$\Delta t = \phi_1 / \bar{\phi} \quad \dots\dots\dots (10)$$

を得る。この Δt が仮定した Δt と異なる場合には ϕ_2 曲線を $\phi=0$ の曲線に平行を保ちながら移動させ、ほぼ近似した Δt を得るような ϕ_2 曲線を求める。近似した Δt が得られたら ϕ_1 , $i_2(\Delta t) = i_2(t=0) + \Delta i_2$ を (3) 式に代入して $i_1(\Delta t)$ を得、 $d\phi/dt = \phi_2$ とこれらの値を (1), (2) 式に代入する。ここで

$$\frac{1}{C} \int_0^{\Delta t} i_2 dt \approx \frac{1}{C} \bar{i}_2 \Delta t \quad \dots\dots\dots (11)$$

(1), (2) 式を満足しなければ、 Δi_2 を変化させて満足する $i_1(\Delta t)$, $i_2(\Delta t)$ を得る。

以上の操作を続けると $i_1 i_2$ が求められる。しかしかなりの手数がかかるので、 $r_1 r_2$ を巻線の抵抗とみなし、ほぼ巻数に比例するものとして (4) 式の Δr を零としてみた。そうすると (6) 式の \bar{i}_2 の項が消失して計算が簡単になる。 $\Delta r=0$ であると $n_1 n_2$ が異なる場合も $n_1 n_2$ が等しい場合もほとんど同じ考え方、同じ手数で解くことができるので、ここでは $n_1 n_2$ が等しい場合を解いてみることにした。

$n_1 = n_2 = n$, $r_1 = r_2 = r$ を (1)~(3) 式に代入して

$$E(t) = n \frac{d\phi}{dt} + r i_1 \quad \dots\dots\dots (12)$$

$$n \frac{d\phi}{dt} = r i_2 + \frac{1}{C} \int i_2 dt \quad \dots\dots\dots (13)$$

$$\phi = f(i_1 - i_2) \quad \dots\dots\dots (14)$$

(12)+(13) 式より

$$\begin{aligned} V &= 2n \frac{d\phi}{dt} + r(i_1 - i_2) \\ &= E(t) + \frac{1}{C} \int i_2 dt \quad \dots\dots\dots (15) \end{aligned}$$

(6) 式を得たと同様に (15) 式より

$$\begin{aligned} \frac{dV}{d\phi} &= \frac{dV/dt}{\bar{\phi}} = \frac{E(t) + \frac{1}{C} \bar{i}_2}{\bar{\phi}} \\ &\approx \frac{\bar{E}(t) + \frac{1}{C} \bar{i}_2}{\bar{\phi}} \quad \dots\dots\dots (16) \end{aligned}$$

(15) 式の $i_1 - i_2$ は ϕ の関数であるから $d\phi/dt=0$, ϕ_1 , ϕ_2 , $\phi_3, \dots\dots$ と変化させて $V-\phi$ 面上に第 2 図のような曲線群が得られる。 r は一定でも、 $i=i_1-i_2$ の関数であれば非線形抵抗でも描くことができる。 $t=0$ のとき $\phi=0$, $d\phi/dt=\phi_1$ とすると第 2 図の A 点にあたる。 t が増すにつれて A 点より $V-\phi$ 面上を移動し、 Δt 後に ϕ_2 曲線上にあるとすると、 $d\phi/dt$ が ϕ_1 から ϕ_2 に変化したことになる。実際には連続的に変化したのであるが計算のつごう上

$$\bar{\phi} = 1/2 \cdot (\phi_1 + \phi_2) \quad \dots\dots\dots 17$$

の一定速度で ϕ が変化し、 ϕ_2 曲線上では $d\phi/dt$ が ϕ_2 になったと考える。また $V-\phi$ 面上では A 点から ϕ 曲線上の B 点まで直線的に動いたとし、直線 AB の ϕ 軸に対する傾斜 $dV/d\phi$ は近似的に (16) 式にて与えられたとする。 $\bar{E}(t)$ と \bar{i}_2 は一次近似として $t=0$ の値をとり、 $\bar{\phi}$ は (17) 式の値をとる。これらの値を (16) 式に代入して得た $dV/d\phi$ で引いた直線が ϕ_2 曲線との交点 B から ϕ_1 が得られ、この間の所要時間 Δt は

$$\Delta t \approx (\phi_1 - 0) / \bar{\phi} \quad \dots\dots\dots 18$$

この Δt , ϕ_2 を (12) 式に代入して i_1 , $\phi=\phi_1$ を 14 式に代入して $i_1 - i_2$ がわかり、 i_2 が計算できる。次に ϕ_3 へと計算をすすめてゆくと第一近似解としての $i_1 i_2$ が得られる。多少の精度を犠牲にしても早く解がほしいときにはこの解でも役にたつ。

さらに近似度を向上させるには、第一近似解で得た Δt , i_2 を利用し

$$\begin{aligned} \bar{E}(t) &= 1/2 \cdot \{E(t=0) + E(t=\Delta t)\} \\ &\approx E\left(t = \frac{1}{2} \Delta t\right) \quad \dots\dots\dots (19) \end{aligned}$$

$$\bar{i}_2 = 1/2 \cdot \{i_2(t=0) + i_2(t=\Delta t)\} \quad \dots\dots\dots (20)$$

と (17) 式を (16) 式に代入し再び $dV/d\phi$ を求め、同様に直線を引いて ϕ_2 曲線との交点 B_2 を求め、第二近似解の ϕ , i_1 , i_2 を得る。第二近似解より同じ方法で第三近似解を求めたら、さらに高精度の解が得られるはずであるが、実用上は第二近似解で充分である。⁽³⁾

しかし、以上の解がさらに (13) 式を満足しているかどうかには不安がある。第一、第二近似解でも実際に解いてみると、 $E(t)$ が周期的であると誤差が同一方向に加わって真値から遠ざかってゆくことはまずないと思われるが、わずかでも不安を残しながら計算をすすめることになる。そこでこの不安を解消するには、B 点が原方程式 (12), (13) 式を満足することを確認したらよい。

$$\frac{1}{C} \int_{t_0}^t i_2 dt \approx \frac{1}{C} \int t i_2$$

$$= 1/2 C \cdot \int t \{i_2(t=0) + i_2(t=\int t)\}$$

..... 21

と考へ (13) 式を満足するかどうかを調べる。もし満足しなければ B 点を ϕ_2 曲線上を左右に移動し, (12), (13) 式を満足する点を捜す。2~3 回計算すれば満足する点が得られる。こうすれば原方程式を満足した B 点を得られたわけで, 安心して次の計算へと進むことができる。このときの誤差は (18), (21) 式の近似式にある。いずれも平均値のもつ誤差で文献 (1) の 1477 ページに示したとおりきわめてわずかである。このように, 各点が原方程式を満足することを確認しながら計算を進めるので多少手数がかかる。そこでなるべく点の数を少なくする必要がある。 ϕ の絶対値の大きい所では ϕ と次の ϕ の間隔をせまくし, ϕ の絶対値の小さい付近では思い切って間隔をあらくして計算する。

〔文献 (1) p. 1478 参照〕

(2.1) 線形変圧器を計算した例 解析解の得られる線形の例についてこの解法の誤差を示す。第 1 図にて $n_1=n_2=n=10$, $r_1=r_2=r=100$, $C=1 \times 10^{-6}$, $E=100 \sin(\omega t + \phi)$, $\omega=2\pi \times 60$, $\phi=+30^\circ$, $L_1=L_2=M=1$, 解析解は

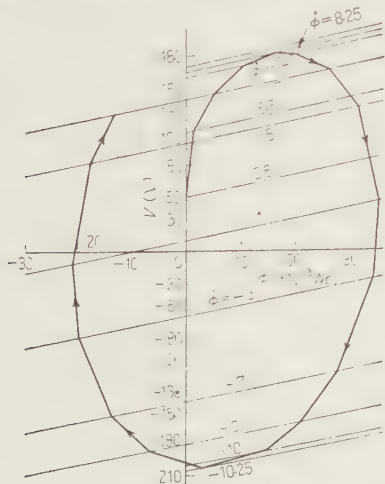
$$i_1 = 0.222 \sin(\omega t - 46.4^\circ)$$

$$+ 0.187 \varepsilon^{-105t} + 0.227 \varepsilon^{-4890t}$$

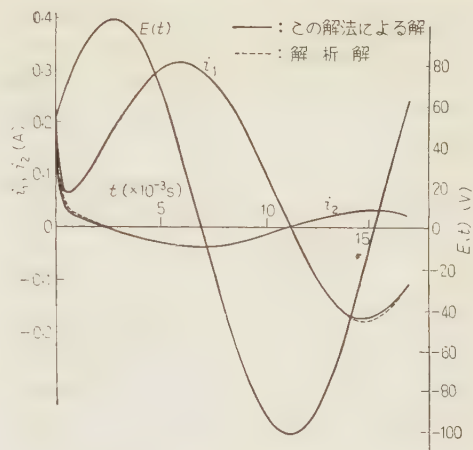
$$i_2 = 0.0370 \sin(\omega t + 121.1^\circ)$$

$$+ 0.00207 \varepsilon^{-105t} + 0.220 \varepsilon^{-4890t}$$

第 3 図に $V-\phi$ 面, 第 4 図に解析解 (点線) と原方程式を満足することを調べる方法による解 (実線) を示した。この例では 1 サイクルを 19 点計算している。



第 3 図 線形例の $V-\phi$ 面



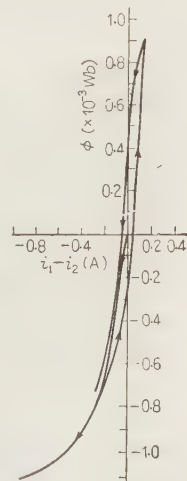
第 4 図 線形例で解析解との比較

点数は少ないが, 誤差は小でこの程度の大きさの図ではほとんど差がわからない。

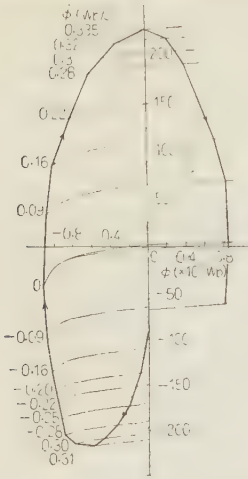
この解法では $V-\phi$ 面は計算の手順を容易にする一種のガイドであって, なめらかな曲線で, だ円に近い。計算を誤るとどこでこぼかが激しくなつてすぐに関わり, 次の計算の予想がつく。縦軸 V は電源電圧とコンデンサ端子電圧の和にあたり, 電源電圧をプロットすると残りは C の端子電圧を示し, $\phi: E$, $\phi: 1/C \int i_2 dt$ は同時に $V-\phi$ 面上に図示できる。コンデンサ C が変圧器の二次側にある場合を解いたが, 一次側であっても同様に解ける。

(2.2) 飽和変圧器の場合⁽⁴⁾ (14) 式の $\phi: i=i_1-i_2$ の関係は静特性から解いてゆくと正確さを欠くので, $\phi: i$ の関係をブラウン管に描かせてその像を (14) 式として計算した。

同時に E, i_1, i_2 は電磁オシログラフにて記録させ, この解法で解いた結果と比較した。解法は原方程式を満足させることを検する方法によつた。実験設備の関係から $t=0$ の瞬間流れる大きい i_1 のため, 電源電圧が急に低下し, のち復旧する現象があり, しかもこの間の ϕ は小でブラウン管像が鮮明でないので, 一応電源電圧が定常に復したときから約 1 サイクルを計算し, ϕ 軸と i 軸の増幅度を増して拡大した像を写して,



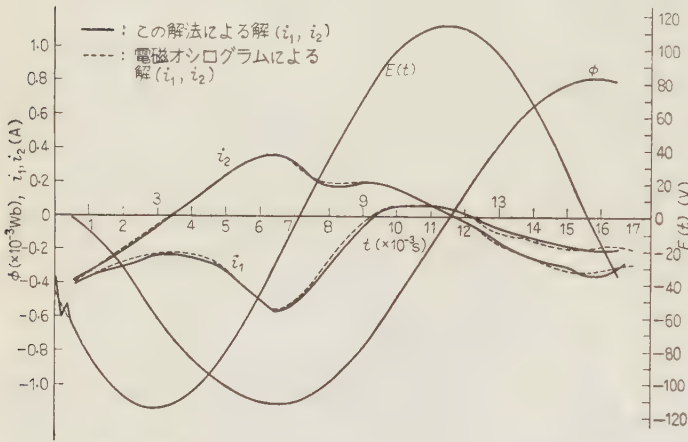
第 5 図
実測 $\phi: (i_1-i_2)$ 図



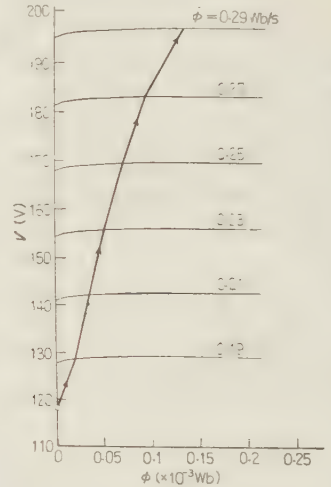
第 6 図 V- ϕ 面

スイッチ投入直後の電圧が異常に低下する時間を計算した。電源電圧波形の同一位相のときスイッチが投入できて、前記の 2 回の実験が行えると、接続して完全なものになるはずだが、同一位相のときに投入できず、異なる位相で投入した例になった。前者の例を第 5 図～第 7 図に示す。第 5 図は $\phi: (i_1-i_2)$ 図、第 6 図は V- ϕ 面、第 7

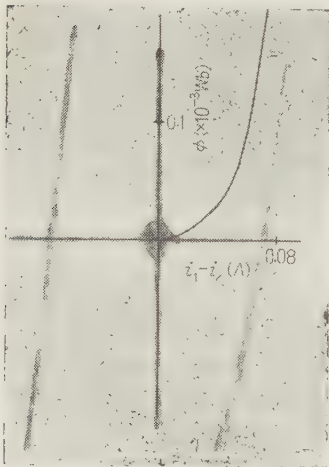
図に計算結果（実線）とオシログラム（点線）を比較して示した。スイッチ投入位相は -154° で投入後 0.533 ms から約 1 サイクルを計算した。後者の例を第 8 図～第 10 図に示す。第 8 図は $\phi: (i_1-i_2)$ 図、第 9 図は V- ϕ 面、第 10 図は計算した結果（実線）とオシログラム（点線）を比較して示した。スイッチ投入位相は $+79.7^\circ$ で $t=0$ から 0.7 ms まで計算した。スイッチ投入直後の $i_1 i_2$ が計算値と相違している理由は、電磁オシログラムの振動子の制動状態によるもので、 i_1 のは過制動、 i_2 のは不足制動状態にあったからである。この $i_1 i_2$ を写した振動子に単位関数的電流を流して撮影したのが第 11 図で、明らかに i_1 のは過制動、 i_2 のは不足制動状態を示している。



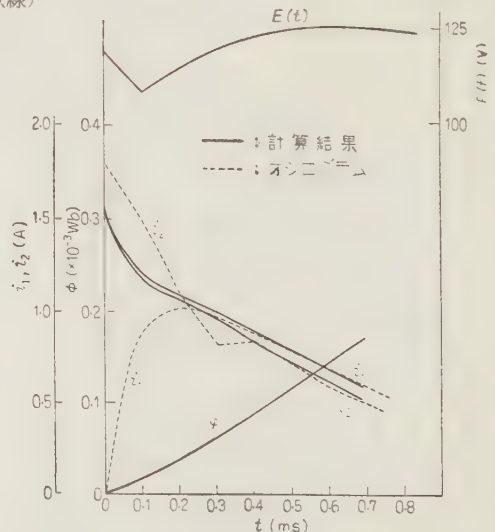
第 7 図 計算結果（実線）とオシログラム（点線）



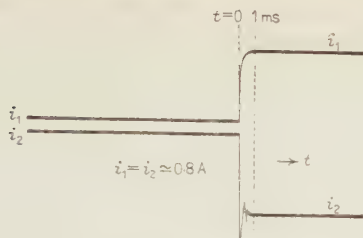
第 9 図 V- ϕ 面



第 8 図 実測 $\phi: (i_1-i_2)$ 図



第 10 図 計算結果（実線）とオシログラム（点線）

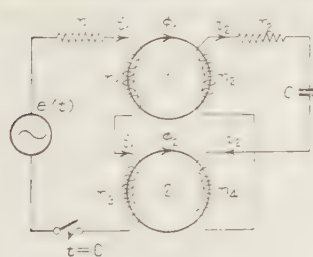


第 11 図 振動子の制動状態

この場合には電源電圧波形 $E(t)$ が正弦波でないで、オシログラム上の電圧の波を測定して E とした。このとき E はほぼ等価と思われる正弦波を仮定し、その正弦波から E を求めた。実験に用いた鉄心は八幡製鉄 T125 で、外径 170 mm、内径 134 mm の同心打抜円環を 70 mm 積重ねて一次にホルマル線径 1.1 mm 336 回、二次に同じ線で径 1.0 mm 336 回をおのおの全周にわたって巻いたもので、抵抗は一次 34.46 Ω 、二次 34.19 Ω 、計算には 34.3 Ω を用いた。C は 7.82 μF 、電源は 10 kV 柱上変圧器を使用している。

3. 飽和変圧器 2 個の場合

この回路はパラメトロン⁽⁵⁾⁽⁶⁾として知られている。飽和変圧器 2 個と適当な C を接続することによって



第 12 図

電源 $e(t)$ の 1/2 の周波数の電流を二次側に流すことができる。この場合には電流が一定の波形に落ち着くのに多くの時間を要するので、計算もできるだけ簡単に

早くする方法を考案した。第 12 図に示す回路の方程式は

$$e(t) = n_1 \frac{d\phi_1}{dt} + n_3 \frac{d\phi_2}{dt} + r_1 i_1 \quad (22)$$

$$n_2 \frac{d\phi_1}{dt} - n_4 \frac{d\phi_2}{dt} = r_2 i_2 + \frac{1}{C} \int i_2 dt \quad (23)$$

$$\phi_1 = F_1(n_1 i_1 \mp n_2 i_2) \quad (24)$$

$$\phi_2 = F_2(n_3 i_1 \pm n_4 i_2) \quad (25)$$

ϕ_1, ϕ_2 は飽和変圧器 1, 2 の磁束、漏れ無しとする。 $t=0$ で C には電荷はないものとする。計算を簡単にするため $n_1=n_2=n_3=n_4=n$, $r_1=r_2=r$ とし、(24), (25) 式の複号は上側の符号のように巻いてあったとすると

$$e(t) = n \frac{d\phi_1}{dt} + n \frac{d\phi_2}{dt} + r i_1 \quad (26)$$

$$n \frac{d\phi_1}{dt} - n \frac{d\phi_2}{dt} = r i_2 + \frac{1}{C} \int i_2 dt \quad (27)$$

$$\phi_1 = f_1(i_1 - i_2) \quad (28)$$

$$\phi_2 = f_2(i_1 + i_2) \quad (29)$$

(26) + (27) 式, V_1 を次式のようにとる,

$$V_1 \equiv 2n \frac{d\phi_1}{dt} + r(i_1 - i_2) = e(t) + \frac{1}{C} \int i_2 dt \quad (30)$$

(26) ~ (27) 式, V_2 を次式のようにとる,

$$V_2 \equiv 2n \frac{d\phi_2}{dt} + r(i_1 + i_2) = e(t) - \frac{1}{C} \int i_2 dt \quad (31)$$

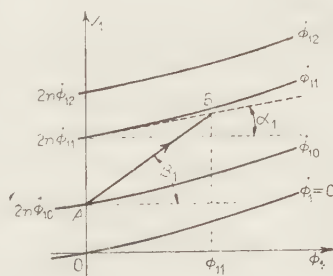
(30) 式より (6) 式を得たと同じように

$$\begin{aligned} \frac{dV_1}{d\phi_1} - \frac{dV_1}{dt} \cdot \frac{1}{\dot{\phi}_1} &= \frac{\dot{e}(t) + \frac{1}{C} \dot{i}_2}{\dot{\phi}_1} \\ &\simeq \frac{\bar{e}(t) + \frac{1}{C} \bar{i}_2}{\bar{\phi}_1} = \frac{A_1}{\bar{\phi}_1} \quad (32) \end{aligned}$$

同じく (31) 式より

$$\begin{aligned} \frac{dV_2}{d\phi_2} - \frac{dV_2}{dt} \cdot \frac{1}{\dot{\phi}_2} &= \frac{\dot{e}(t) - \frac{1}{C} \dot{i}_2}{\dot{\phi}_2} \\ &\simeq \frac{\bar{e}(t) - \frac{1}{C} \bar{i}_2}{\bar{\phi}_2} = \frac{A_2}{\bar{\phi}_2} \quad (33) \end{aligned}$$

$t=0$ のとき, $\phi_1=0$, $\dot{\phi}_1=\dot{\phi}_{10}$, $\phi_2=0$, $\dot{\phi}_2=\dot{\phi}_{20}$, $i_1=i_2=0$ とする。第 2 図と同じように $V_1-\phi_1$ 面が考えられる。(28) 式より i_1-i_2 は ϕ_1 の関数であるから (30) 式で $d\phi_1/dt=\dot{\phi}_1=0$ とすると, ϕ_1 を横軸に $r(i_1-i_2)$ を縦軸に描くことができる。これが第 13 図の $\dot{\phi}_1=0$ の曲線にあたる。次に $d\phi_1/dt=\dot{\phi}_{10}$ の曲線は縦軸すなわち V_1 軸方向に $2n\dot{\phi}_{10}$ だけ平行移動して描かれる。 ϕ_{11} , $\phi_{12} \dots$ も同様に描くことができる。 $t=0$ の位置は $\phi_1=0$, $\dot{\phi}_1=\dot{\phi}_{10}$ であるから A 点にあたる。 Δt

第 13 図 $V_1-\phi_1$ 面

ののち ϕ_{11} 曲線上に移動したとし、 $V_1-\phi_1$ 面上では直線的に動いたものとする、その直線の傾斜 $\tan \beta_1$ は (32) 式を用いて

$$\bar{\phi} \sim \phi_{10}$$

として

$$\tan \beta_1 \sim \left[\frac{dV_1}{d\phi_1} \right]_{\phi_1=0} \sim \frac{e \left(t = \frac{1}{2} \Delta t \right) + \frac{1}{C} i_2(t=0)}{\dot{\phi}_{10}} = \frac{A_{10}}{\dot{\phi}_{10}} \quad (34)$$

ϕ_{11} 曲線に $\phi_1=0$ で切線を引いてみる。この切線の傾斜 $\tan \alpha_1$ は

$$\tan \alpha_1 = \left[\frac{d\{r(i_1-i_2)\}}{d\phi} \right]_{\phi_1=0} = r \left[-\frac{1}{\frac{d\phi_1}{d(i_1-i_2)}} \right]_{\phi_1=0} \quad (r \text{ 一定ならば}) \quad (35)$$

(35) 式の分母は (28) 式よりあらかじめ計算でき、各 ϕ_i 曲線は平行であるから、同じ ϕ_1 については同じ $\tan \alpha_1$ の値を持っている。 $\tan \beta_1$ の傾斜を持つ直線がこの切線と B 点で交ったとし、 B が ϕ_{11} 曲線上にあったとすると、第 13 図より近似的に次式が成立する。

$$\phi_{11} \tan \beta_1 = 2n\phi_{11} - 2n\phi_{10} + \phi_{11} \tan \alpha_1 \quad (36)$$

ここで

$$\dot{\phi}_{11} \sim \Delta t \dot{\phi}_{10} \quad (37)$$

とし (37), (34) 式を (36) 式に代入すると

$$\Delta t \dot{\phi}_{10} \frac{A_{10}}{\dot{\phi}_{10}} = 2n\phi_{11} - 2n\phi_{10} + \Delta t \dot{\phi}_{10} \tan \alpha_1$$

$$\dot{\phi}_{11} = \frac{\Delta t}{2n} (A_{10} - \dot{\phi}_{10} \tan \alpha_1) + \dot{\phi}_{10} \quad (38)$$

同様に $V_2-\phi_2$ 面でも

$$\phi_{21} \sim \Delta t \dot{\phi}_{20} \quad (39)$$

$$\dot{\phi}_{21} = \frac{\Delta t}{2n} (A_{20} - \dot{\phi}_{20} \tan \alpha_2) + \dot{\phi}_{20} \quad (40)$$

Δt を与えると (37), (39) 式より ϕ_{11} , ϕ_{21} がわかり、(28), (29) 式より i_1-i_2 , i_1+i_2 が求まり、 Δt 後の $i_1 i_2$ が計算できる。(38), (40) 式より ϕ_{11} , ϕ_{21} がわかるから、次の Δt の計算に移ることができ、 $2\Delta t$, $3\Delta t$ ……後の $i_1 i_2$ が計算される。

パラメロン回路では二次側に電源の 1/2 の周波数の電流を流すのが目的であるが、 C から見た等価イン

ダクタンスが、 C と電源の周波数の 1/2 に共振するよう C を選ぶ必要がある。非線形の変圧器では等価インダクタンスの計算は困難であるから、 $\phi_1 \phi_2$ と飽和したとき $\phi_1: i_1$, $\phi_2: i_2$ が直線になるものとし、その直線部分の $n \Delta \phi / \Delta i$ を $L_1 L_2$ とすると、(26) 式から (29) 式までの式で r を省

いて次の 4 式が得られる。

$$e(t) = n \dot{\phi}_1 + n \dot{\phi}_2$$

$$n \dot{\phi}_1 - n \dot{\phi}_2 = \frac{1}{C} \int i_2 dt$$

$$n \phi_1 = L_1 i_1 - i_2$$

$$n \phi_2 = L_2 i_1 + i_2$$

この 4 式より i_1 を消去すると

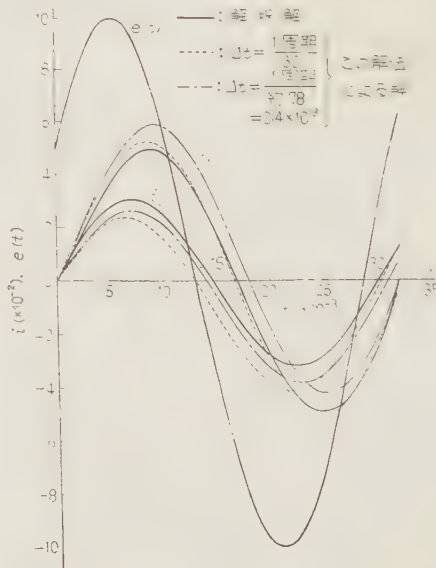
$$\frac{L_1 - L_2}{L_1 + L_2} e(t) = \frac{4 L_1 L_2}{L_1 + L_2} \cdot \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{C} \int i_2 dt \quad (41)$$

第 14 図に示す等価回路が得られる。この $4 L_1 L_2 / (L_1 + L_2)$ が C と $e(t)$ の 1/2 の周波数に共振するよう C を選んだ。

$$L_1 \gg L_2 \quad 4 L_1 L_2 / (L_1 + L_2) \simeq 4 L_2 \quad (42)$$

$$L_1 \simeq L_2 \quad 4 L_1 L_2 / (L_1 + L_2) \simeq 2 L_2 \quad (43)$$

(3・1) 線形変圧器を計算した例 この解法の誤差を知る方法として、線形例を解いて解析解と比較してみた。第 15 図の実線が解析解、点線は 1 周期を 30 等分したときのこの解法の解、鎖線は $\Delta t = 0.4 \times 10^{-3}$, 1 周期を約 78 等分したときのこの解を示す。(26) ~ (29) 式にて $e(t) = 10 \sin(200t + 30^\circ)$, $r = 100$, $n = 1$, $\phi_1 = i_1 - i_2$, $\phi_2 = 0.2(i_1 + i_2)$, $1/C = 5 \times 10^3$ (任意), i_1 ,



第 15 図 線形例

第 1 表 計算例とその要点

	特 徴	$\phi_1 \quad i=i_1-i_2$	$\phi_2 \quad i=i_1+i_2$	$e(t)$	r	「たね」の 電 流	図 面
(i)	ϕ_1, ϕ_2 が別々 の 特 性	$\phi_1=i-i^3 \quad 0.53>i>-0.53$ 曲線部分 $\phi_1=0.157i \pm 0.2979 \quad i>0.53$ $-0.53>i$ 直線部分	$\phi_2=i-2i^3 \quad 0.38>i>-0.38$ 曲線部分 $\phi_2=0.134i \pm 0.2194 \quad i>0.38$ $-0.38>i$ 直線部分	$40 \sin$ $(200t+30^\circ)$	0 10	な し	第 16 図 実線 第 17 図 実線
(ii)	同一特性の 鉄心を磁気 バイアスで 差をつけた (第 18 図)	$\phi=i-i^3 \quad 0.53>i>-0.53$ 曲線部分 $\phi=0.157i \pm 0.2979 \quad i>0.53$ と $-0.53>i$ 直線部分 $i=-0.5, \phi=-0.37$ に原点を移す $\phi_1=0.25i+1.5i^2-i^3$ 曲線部分	$i=0.5, \phi=0.37$ に原点を移す $\phi_2=0.25i-1.5i^2-i^3$ 曲線部分	$*40 \sin$ $(200t+30^\circ)$ $**40 \sin$ $(200t+150^\circ)$	0 10 0 10	な し	第 19 図 実線 点線 第 20 図 実線 点線
(iii)	「たね」の ある 場合	(ii) に同じ		$40 \sin$ $(200t+30^\circ)$	1	$\frac{e(t)}{e(t)}$ と ほぼ同位相 $\frac{e(t)}{e(t)}$ に対し ほぼ反対位相	第 21 図 実線 点線

注 * $40 \sin(200t+210^\circ)$ のとき、第 19 図の i_1 の符号を反対に、 i_2 はそのままの解になる。

** $40 \sin(200t+330^\circ)$ のとき、第 20 図の i_1 の符号を反対に、 i_2 はそのままの解になる。

i_2 の解析解は

$$i_1 = 0.0492 \sin(200t - 14.3^\circ) + 0.0074 \sin$$

$$\times (42.5t - 60.4^\circ) e^{-49.76t} + 0.0184 e^{-200.48t}$$

$$i_2 = 0.0330 \sin(200t + 10.6^\circ) - 0.0212 \sin$$

$$\times (42.5t + 82^\circ) e^{-49.76t} + 0.0177 e^{-200.48t}$$

1 周期 30 等分の例では i_1 は比較的誤差少なく、 i_2 にやや誤差があるが、78 等分の例では i_1, i_2 とほぼ同程度の誤差を示している。いずれも第 4 図にくらべ誤差を増しているが、 i_1, i_2 の波形を知ることはできる。以下の非線形例ではそうとう長時間過渡状態が続くので、手数を減ずるため、1 周期を約 32 等分している。

(3・2) 飽和変圧器の場合 $\phi: i$ の関係を 2 組作り、各組に同じ電圧を加えて比較してみることにし、i は ϕ_1, ϕ_2 が別の特性の場合、(ii) は一つの飽和特性を考え、正負の磁気的バイアスを加えた場合、(iii) は(ii) の特性の鉄心に「たね」の電流をあらかじめ流しておいた場合を計算した。計算した例を第 1 表に示す。

(i) $\phi_1=i-i^3 \quad -0.53<i<0.53$ 曲線部分 この曲線に $i=\pm 0.53$ で切線を引いて飽和直線部分とした。

$$\left[\frac{d}{di}(i-i^3) \right]_{i=0.53} = \left[\frac{d}{di}(i-i^3) \right]_{i=-0.53} = 0.1573$$

$$\phi_1 = 0.157i \pm 0.2979 \quad -0.53>i, \quad 0.53<i$$

直線部分

同じように

$$\phi_2 = i - 2i^3 \quad -0.38<i<0.38 \text{ 曲線部分}$$

$$\phi_2 = 0.134i \pm 0.2194 \quad -0.38>i, \quad 0.38<i$$

直線部分

$$\left[\frac{d}{di}(i-2i^3) \right]_{i=0.38} = \left[\frac{d}{di}(i-2i^3) \right]_{i=-0.38}$$

$$= 0.1336$$

ϕ_1 の場合 $i=i_1-i_2$, ϕ_2 の場合 $i=i_1+i_2$ である。いずれも i が大になると直線になるので、 $n=1$ として $L_1=0.157, L_2=0.134, 4L_1L_2/(L_1+L_2)=0.29-L$ 二次の ω は 100 であるから、 $1/C=\omega^2L=10^4 \times 0.29$, $e(t)=40 \sin(200t+30^\circ)$

第 16 図は $r=0$, 第 17 図は $r=10$ の解法例を示す。電源の周期で約 10 サイクル計算したが、 $r=0$ は 2 倍の周期の i_2 を発生しているが、 $r=10$ では電源と同じ周期の波を発生している。 i_2 は抵抗 r によって形が変わった波が得られる。 i_1 はいずれも電源と同じ周期の波で美しい正弦波を見せている。

(ii) まず第 18 図に示す $\phi: i$ を仮定した。

$$\phi = i - i^3 \text{ 曲線部分}$$

$$-0.53<i<0.53 \quad \phi = 0.157i \pm 0.2979$$

直線部分

$$\left[\frac{d}{di}(i-i^3) \right]_{i=\pm 0.53} = 0.1573$$

これに $i=-0.5$ を流して磁気バイアスを加え ϕ_1, ϕ_2 とした。すなわち ϕ 軸、 i 軸を平行移動し、 $i=-0.5, \phi=-0.375$ に原点を移し ϕ_1 とし、 $i=0.5, \phi=0.375$ に原点を移して ϕ_2 とした。曲線部分は

$$\phi_1 = 0.25(i_1-i_2) + 1.5(i_1-i_2)^2 - (i_1-i_2)^3$$

$$\phi_2 = 0.25(i_1+i_2) - 1.5(i_1+i_2)^2 - (i_1+i_2)^3$$

いずれも i が大になると直線部分となり、同じ傾斜であるので $n=1$ として $L=0.1573$ (43) 式より $4L_1L_2/(L_1+L_2) \approx 2L=0.3146$, 二次の $\omega=100$ であるから

$1/C = \omega^2 \times 0.3146 = 10^4 \times 0.3146$, $e(t) = 40 \sin(200t + 30^\circ)$ で $r=0$ (実線), $r=10$ (点線) を第 19 図に示す。この場合 $r(t) = 40 \sin(200t + 210^\circ)$ ならば i_1 は

符号反対, i_2 は同じ波形になる。

次に同じ $\phi: i$ の関係で電源のスイッチ投入位相を変えて $e(t) = 40 \sin(200t + 150^\circ)$, $r=0$ (実線), $r=10$

(点線) の場合を第 20 図に示す。

この場合も $\phi: i$ が第 19 図と同じであるから $e(t) = 40 \sin(200t + 330^\circ)$ ならば i_1 の符号は反対に, i_2 は同じ波形となる。

(iii) 二次側にあらかじめ「たね」の電流を流しておいた場合を計算する。第 12 図において一次に電圧を印加する以前に二次に誘起する電流と同一周波数の小交番磁束 ϕ_0 を与えたときには

$$e \cdot t_1 = r i_1 + n \frac{d\phi_1}{dt} - n \frac{d\phi_2}{dt} \dots\dots\dots (44)$$

$$n \frac{d\phi_1}{dt} - n \frac{d\phi_2}{dt} = r i_2 + \frac{1}{C} \int i_2 dt \dots\dots\dots (45)$$

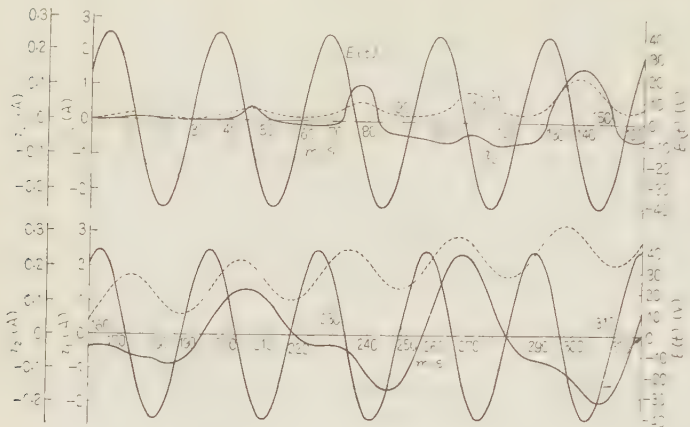
$$\phi_1 = f_1(i_1 - i_2) + \phi_0 \dots\dots (46)$$

$$\phi_2 = f_2(i_1 - i_2) - \phi_0 \dots\dots (47)$$

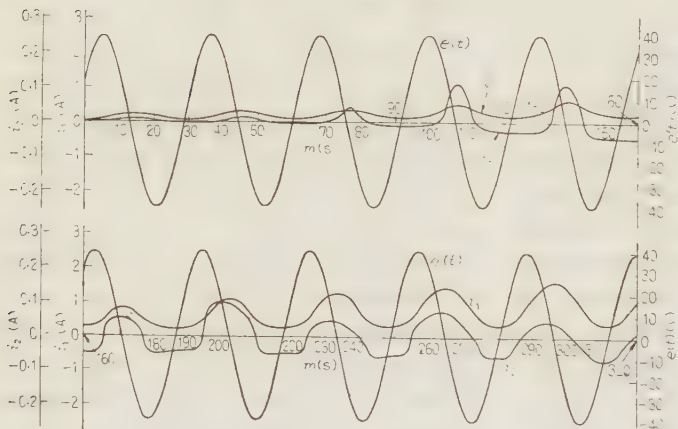
$$e \cdot t_1 = E \sin 2\omega t_1 + \theta_1 \dots\dots\dots (48)$$

$$\phi_0 = \Phi \sin(\omega t_2 + \theta_2) \dots\dots (49)$$

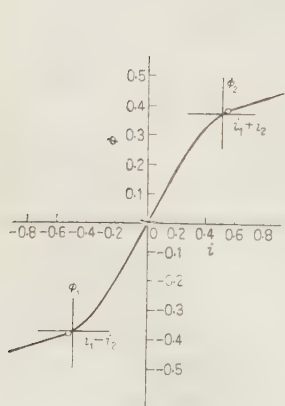
Φ は小であるから, f_1, f_2 は線形とみなし, まだ一次に電圧は印加してないから $i_1=0$, (46) (47) 式より



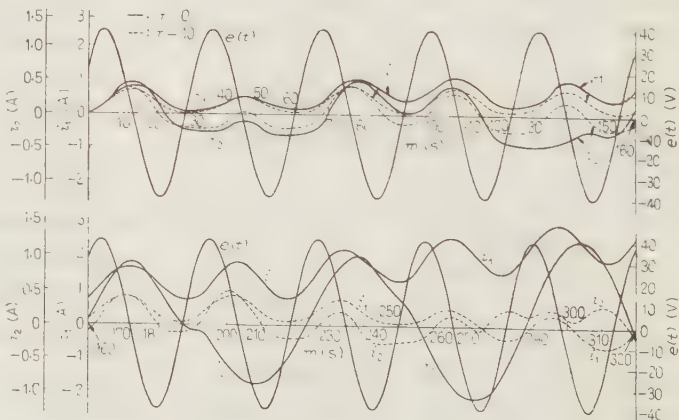
第 16 図 $r=0$ の場合



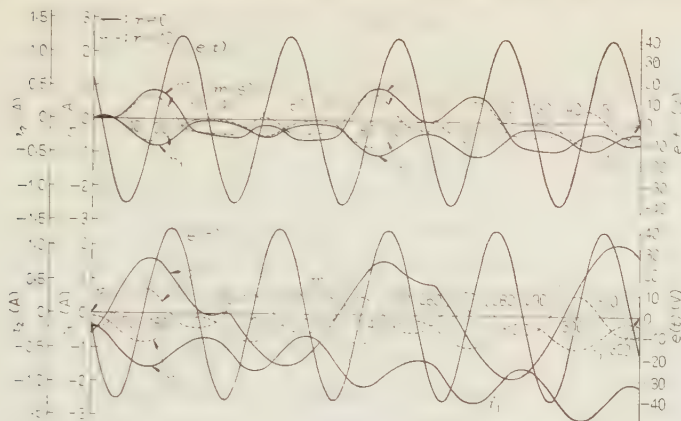
第 17 図 $r=10$ の場合



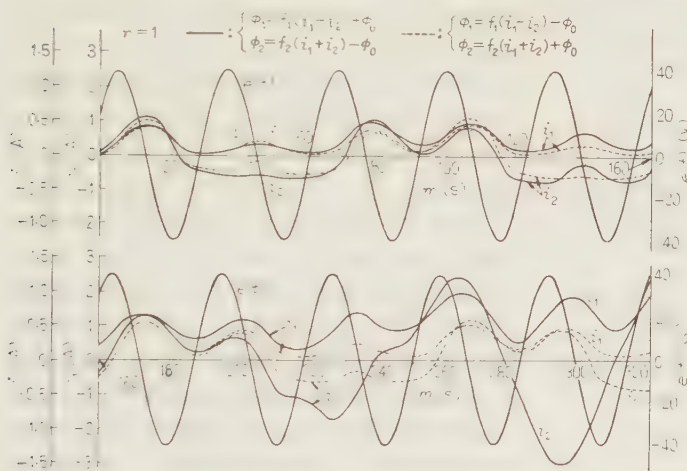
第 18 図 ϕ_1, ϕ_2 の特性



第 19 図 $e=40 \sin(200t+30^\circ)$, $r=0$ (実線) $r=10$ (点線) の場合



第 20 図 $e=40 \sin(200t-150^\circ)$, $r=0$, (実線) $r=10$ (点線) の場合



第 21 図 $e=40 \sin(200t+30^\circ)$, $r=1$, 「たね」のある場合

$$\begin{aligned} \phi_1 &= f_1(-i_2) + \phi_0 = -L_1 i_2 + \phi_0 \\ \phi_2 &= f_2(i_1 + i_2) + \phi_0 = +L_2 i_2 + \phi_0 \end{aligned} \quad (50)$$

(50) 式を (45) 式に代入し, $n=1$, $dt_1=dt_2=dt$ とし

$$-L_1 \frac{di_2}{dt} + \frac{d\phi_0}{dt} - L_2 \frac{di_2}{dt} + \frac{d\phi_0}{dt} = ri_2 + \frac{1}{C} \int i_2 dt$$

$$2 \frac{d\phi_0}{dt} = (L_1 + L_2) \frac{di_2}{dt} + ri_2 + \frac{1}{C} \int i_2 dt$$

(49) 式より

$$\frac{d\phi_0}{dt} = \omega \Phi \cos(\omega t_2 + \theta_2)$$

よって

$$\begin{aligned} 2 \omega \Phi \cos(\omega t_2 + \theta_2) &= (L_1 + L_2) \frac{di_2}{dt} + ri_2 + \frac{1}{C} \int i_2 dt \quad (51) \end{aligned}$$

$$Z = \sqrt{r^2 + \left\{ \omega(L_1 + L_2) - \frac{1}{\omega C} \right\}^2}$$

$$\phi = \tan^{-1} \frac{\omega(L_1 + L_2) - \frac{1}{\omega C}}{r}$$

とすると

$$i_2 = \frac{2 \omega \Phi}{Z} \cos(\omega t_2 + \theta_2 - \phi)$$

(45) 式より

$$n \frac{d\phi_1}{dt} - n \frac{d\phi_2}{dt} = ri_2 + \frac{1}{C} \int i_2 dt$$

$n=1$ として

$$\left[\frac{d\phi_1}{dt} \right]_{t=0} - \left[\frac{d\phi_2}{dt} \right]_{t=0}$$

が計算できる。この $t_2=0$ のとき $e(t_1)$ を投入したとすると $t_1=0$, 以後 $t_2=t_1=t$ とする。(44) 式より $t=t_1=0$ のとき, $i_1=0$ よって

$$e(t=0) = \left[\frac{d\phi_1}{dt} \right]_{t=0} + \left[\frac{d\phi_2}{dt} \right]_{t=0}$$

この 2 式より

$$\left[\frac{d\phi_1}{dt} \right]_{t=0} \text{ と } \left[\frac{d\phi_2}{dt} \right]_{t=0}$$

がわかる。以下 (ii) と同様に計算できる。 f_1, f_2 は (ii) と同じ曲線を用い, $L_1=L_2=0.25$, $n=1$, $\Phi=0.01$, $\omega=100$, $1/C=3.15 \times 10^3$, $r=1$ の場合を計算した。

$$\begin{aligned} Z &= \sqrt{1^2 + \{100 \times 0.5 - 3.15 \times 10^3 \times 10^{-2}\}^2} \\ &= 18.52, \quad \phi = \tan^{-1} \frac{18.5}{1} = 86.9^\circ \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} i_2 &= 2 \times 100 \times 0.01 / 18.52 \cos(100t + \theta_2 - 86.9^\circ) \\ &= 0.108 \sin(100t + \theta_2 + 3.1^\circ) \end{aligned}$$

$$\theta_2 = 30^\circ \text{ として } t=0 \text{ で } i_2 = 0.059, \quad ri_2 = 0.059$$

$$\frac{1}{C} \int i_2 dt = \frac{1}{\omega C} 0.108 \sin(100t - 56.9^\circ)$$

$t=0$ で

$$\frac{1}{C} \int i_2 dt = -2.85$$

$$\left[\frac{d\phi_1}{dt} \right]_{t=0} - \left[\frac{d\phi_2}{dt} \right]_{t=0} = \left[ri_2 + \frac{1}{C} \int i_2 dt \right]_{t=0}$$

$$= 0.059 - 2.85 = -2.791$$

$$e(t) = E \sin(2\omega t + \theta_1) = 40 \sin(2\omega t + 30^\circ)$$

$$\theta_1 = 30^\circ$$

$$t=0 \text{ で } e=20$$

(44) 式より

$$\left[\frac{d\phi_1}{dt} \right]_{t=0} + \left[\frac{d\phi_2}{dt} \right]_{t=0} = 20,$$

よって

$$\left[\frac{d\phi_1}{dt} \right]_{t=0} = 8.60, \quad \left[\frac{d\phi_2}{dt} \right]_{t=0} = 11.39$$

$\theta_1 - \theta_2 = 30^\circ$ としたので、 i_2 は e より 3.1° 進んでいるが、ほとんど同位相とみてよい。(46), (47) 式の ϕ_0 の符号を反対にすると i_2 は反位相となり、 e は i_2 に対しは反対の位相となる。この場合の計算結果を第 21 図に示す。 e , i_2 がほぼ同位相のときには電源の半分の周波数の波を確立しているが、反対位相のときには振幅が小で、電源の半分の周波数の波に電源とはほぼ同周波数の波が重なっているような波になっている。

飽和変圧器 2 個の場合について計算結果を考察する。

(1) このような非線形回路は解析的に解を得ることは困難であるので、やむをえずこのような方法によらなければならない。しかしこの解を見ると i_2 の振幅の成長してゆく過程がよくわかる。ただ個々の例についての結果からの判断であるので、大局を論ずることのむずかしいのはこのような方法の共通の欠点といえる。

(2) 線形でも非線形でも全く同一特性の ϕ_1 , ϕ_2 では $t=0$ のとき、 $i_1=i_2=0$, $\phi_1=\phi_2=0$ ならば i_2 は流れないことがわかる。

(3) 抵抗によって i_2 の波形が変化している。この回路では、抵抗は波形を左右する重要な因子であって、抵抗を考慮に入れて非線形回路を解く必要のあることを示している。筆者の提案した V 関数法は線形、非線形を問わず、抵抗を常に考慮に入れて非線形回路を解くことができ有用である。

(4) i_2 が電源の 2 倍の周期を持つ波にもかかわら

ず、 i_1 は電源電圧と同一周期の美しい正弦波である。

(5) i_2 はスイッチ投入位相によって過渡らしい状態の長く続く場合 (第 19 図 $r=10$) と、早くこの状態を脱して定常らしい状態になる場合 (第 20 図 $r=10$) とある。

(6) 二次側に「たね」になる電流を流しておくと、電源電圧がこの電流と同位相に投入されたときには電源の 2 倍の周期の波を確立するが、反位相に投入されたときには振幅が大きくならない。

4. 結 言

前に発表した V 関数法によって飽和変圧器を含む振動回路を解いてみた。飽和変圧器 1 個の場合には正確さを重要と考え、磁束の非線形特性も実際に撮影した像を基にして解いた。しかし実際には磁束の静特性から解くのが普通で、この場合には第一近似解で充分で解も早く得られる。飽和変圧器 2 個の場合には簡単な手順で早く解くことを主眼として解いて、電源波の約 10 サイクルの過渡現象を示した。1 サイクルを約 32 点計算しているので、そうひどい誤差にはなっていないと思う。この計算結果より、回路の抵抗によって二次電流の波形が異なることを示した。

この研究は筆者が大阪大学工学部熊谷研究室に内地留学中に行ったもので、ご指導を受けた熊谷三郎教授に深く謝辞を申し述べ、内地留学の機会を与えて下さった徳島大学工学部伊藤努教授に謝意を表します。また書面でご指導下さった九州大学工学部原田耕介氏、計算と製図に努力して下さった前徳島大学工業短期大学部勤務阿部重善君 (現協和電設勤務) に厚くお礼を申し上げます。(昭和 34 年 12 月 10 日受付)

文 献

- (1) 池野：電学誌 77, 1475 (昭 32)
- (2) 池野：電学誌 78, 1340 (昭 33)
- (3) 池野・坂東：昭 34 四国支部連大 15
- (4) 池野：昭 34 連大 2
- (5) 後藤・森川・竹内：電学誌 54, 371 (昭 9)
- (6) 後藤：電子計算機研究専門委員会資料、非線形リアクトルを用いた新回路素子パラメトロンについて (昭 29-7)
- (7) 原田：電学誌 78, 335 (昭 33)

UDC 537.525.4: 621.3.015.51

火花破壊過程におよぼす回路条件の影響*

資料・論文

35-74

正員 森 為 可†

1. 緒 言

気体中の火花破壊機構の解明に関しては、従来から幾多の理論的あるいは実験的研究が遂行されて来ている。筆者も前報告⁽¹⁾⁽²⁾において空气中平等電界における火花破壊機構を解析する目的で、Rogowski 形平行板電極間に方形インパルス電圧を印加して、火花の遅れ時間 T_0 を測定し、比較的低気圧中において、破壊開始から破壊の最終段階であるアークに到達するまでの間に準定定的なグロー放電を伴なういわゆるタウンゼント放電域は、さらにギャップ条件、 p (mmHg), l (cm), Δ (過電圧率 %), の大小によって二次機構を異にする γ 領域, γ_p 領域の2領域に分類しなければならないことを明確にするとともに、両破壊領域は、破壊の進展過程においても、根本的に相違していることを明らかにした。本報告においては、さらに以上の研究結果を引き続き推進して、上記両領域における破壊過程が上述のようなギャップ条件のみでなく、回路条件 (放電抵抗) の大小によっても大きく影響を受けることを実験的に明らかにした。

従来、平等電界における火花形成時の電流はきわめて小さく、これによる外部回路抵抗中の電圧降下は問題ではなく、火花形成時間が外部回路抵抗の影響を受けるなどについては考えていなかった。本報告においてはこの問題を検討して、従来不問にされていた点を解明したものである。

すなわち平等電界において方形インパルス電圧を印加して破壊させる場合に、上記両領域において、回路抵抗の大小によってその破壊進展過程におけるギャップ端子電圧波形、ならびに火花形成時間 T_f , 統計的遅れ時間 T_0 , などが大なる影響を受けることが実験的に明確にされたので、この点に関して、破壊機構におよぼす回路抵抗の役割を検討するとともに、Wijsman 氏の火花の統計的遅れに関する理論⁽³⁾ から導き出される計算結果を本実験結果と比較して、筆者の推論の正しいことを確かめている。

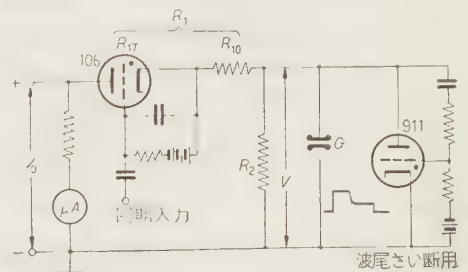
2. 実験方法

実験に使用した回路ならびに実験方法は前報告⁽¹⁾における場合と大体同様である。供試電極としては Ni 製 Rogowski 形平行板電極を使用した。本研究においては火花破壊におよぼす外部放電抵抗の影響を究明することが目的であるから、平行板電極の静電容量はなるべく減少させて、その破壊におよぼす影響が無視できる程度で、しかも平等電界を形成させるために直径約 1 cm のものを電極として使用した。

実験に使用した回路は第1図に示すようなものであり、水銀サイラトロン106を瞬間的に導通させることによって、立上がり時間 10^{-7} s 以下の急しゅんに立上がる方形インパルス電圧を供試電極に印加して、電圧印加時から火花破壊に到達するまでの間の電極間端子電圧波形を直接、あるいは分圧して高速度ブラウン管オシロスコープによって撮影測定した。その場合火花の遅れ時間 T_0 に含まれる統計的遅れ時間 T_s を減少させる目的で、前報同様陽極中心部に直径約 1 mm の細孔を設けて、石英ガラス壁およびこの細孔を通して陰極中心部に一定強度の紫外線を照射して、一定の初期光電子流 I_0 ($\approx 10^{-13}$ A) を供給した。また T_0 に含まれる火花形成時間 T_f と前述の T_s を分離する目的で、同一ギャップ条件 (p, l, Δ) に対して 40 回の測定を行った。

次に第1図において、放電抵抗 R_1 を種々に変化させて、放電抵抗値の破壊過程におよぼす影響を実験的に検討するのであるが、同一 p, l, Δ に対して、印加電圧値 V が R_1 の値のいかにかわらず、供給電源電圧 V_0 に比例するように各 R_1 の値に対応して、

$$R_1/R_2 = \text{const.} \dots\dots\dots (1)$$



第1図 実験回路

* Study on the Influence of the Circuit Condition Upon the Process of the Spark Formation. By T. MORI, Member (Faculty of Engineering, Keio-gijuku University).

† 慶応義塾大学工学部助教授、電気磁気学、放電現象担当



第 2 図 破壊電圧波形オシログラム

となるように R_2 を調整した。

その場合電圧印加のための瞬時的スイッチとして水銀サイラトロン 106 を使用しているので、 R_1 の中にはその等価抵抗値 R_{1T} が含まれることになる。一般に水銀サイラトロンの等価抵抗値は導通電流値の大小により変化するので、この点を考慮して R_1 をあらかじめ定めるかわりに、まず R_2 を次の 4 種類に定めた。

$$R_2 = 13.5, 30, 200, 2,000 \text{ (k}\Omega\text{)}$$

そしてまず R_2 を開路し、サイラトロン 106 を短絡して任意の p, l における供試ギャップ G の静破壊電圧値 V_s を測定しておく。次に R_2 を閉路し、第 1 図において適当な値の放電抵抗 R_{10} を接続、サイラトロン 106 を使用して、波尾がきわめて長い直流インパルス電圧を G に印加して、 G がちょうど火花破壊に到達するときの電源電圧 V_{si}^* を求めれば、次式によ

って各 R_2 の値に対応するサイラトロン 106 による R_{1T} を含めた等価的な R_1 が求められることになる。

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{V_{si} - V_s}{V_s} \quad \dots\dots\dots (2)$$

R_{10} を R_2 の各値に対応して適当に定めれば、(1) 式をおよそ満足する R_1 が、(2) 式によって求められることになる。

その結果、上記 R_2 の各値に対応して R_{1T} を含めた放電抵抗値 R_1 はそれぞれ次の 4 種類に定められた。

$$R_1 = 2.08, 5.04, 30.8, 300.8 \text{ (k}\Omega\text{)}$$

(以下図中では 2, 5, 30, 300 kΩ と略記する)

またギャップ条件としては空气中において γ_i, γ_p 両領域の境界付近に着目して

$$p = 2, 5, 10 \text{ mmHg}$$

$$l = 0.5 \text{ cm}$$

$$\Delta = 2.5, 5, 10, 20 \%$$

の各範囲にわたって実験を行った。

* 波尾がきわめて長い直流インパルス電圧を加え、ギャップが電圧印加後充分の時間を経て破壊するときの電源電圧をもって V_{si} とした。

3. 実 験 結 果

(3.1) 破壊電圧波形 観測された電圧波形の代表的な例を第2図に示している。同図より明らかなように R_1 の大小のいかんにかかわらず, γ_i 領域 (供試の Δ の範囲内では $p=5$ mmHg 以下) においては, 電圧波形は破壊開始から準定在的グロー放電にまで比較的なめらかに進展するのに対して, γ_p 領域 (供試の Δ の範囲内では $p=5$ mmHg 以上) では, 破壊はまず 10^{-7} s 以下の時間内に進展するきわめて急しゅんな転移部分 (第2図で S 部分) と, 数マイクロ秒を要する比較的徐々に進展する移行部分 (第2図で T 部分) を経て準定在的グロー放電に到達するのであるが, 両領域ともに破壊開始時から準定在的グロー放電に到達するまでの時間 T_{gc} は, 第3図 (a)~(c) に示すように R_1 の増大するのにしたがって長時間を必要としている。しかも $R_1=30$ k Ω 以上にあつては安定なグロー放電が維持されえず, 一種の間欠放電形式をとっている。これは R_1 が増大するのにしたがって, 放電電流が制限されるためであると思われるが, この点に関しては, 次章においてさらに言及する。

次に γ_p 領域において転移部分 (S 部分) について観察すると, 第4図 (a), (b) に示すように過渡的グロー放電の維持電圧 V_θ は R_1 の増大するのにしたがって増加する。この状態における過渡的放電電流 I_θ について考察すれば

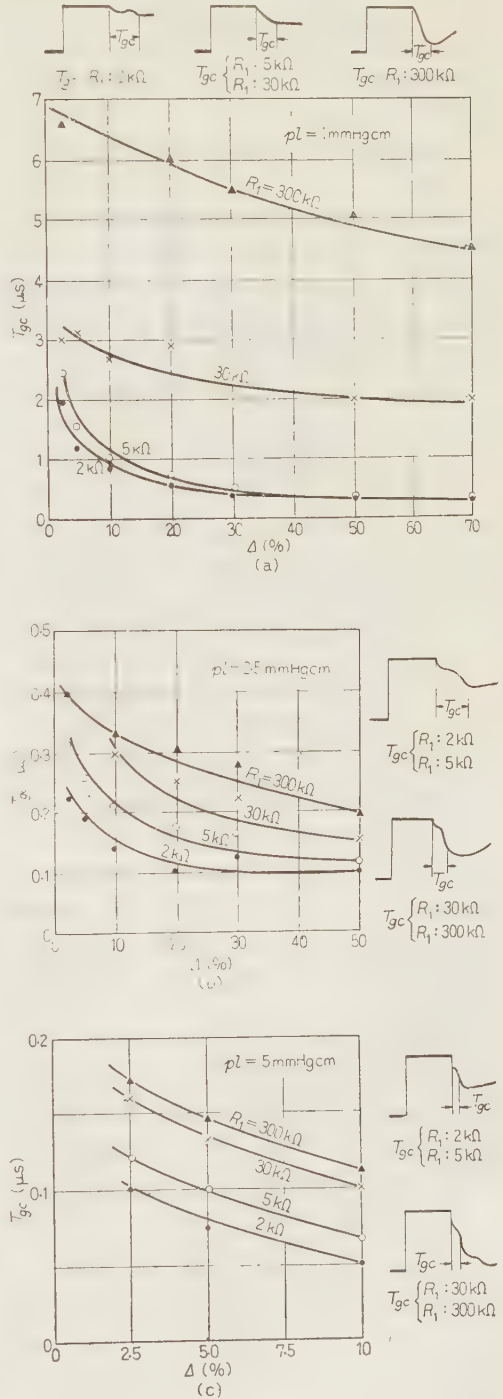
$$I_\theta = \frac{V_0 - V_\theta}{R_1} - \frac{V_\theta}{R_2} = \frac{V_0}{R_1} - \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) V_\theta \quad (3)$$

から I_θ は第4図 (a), (b) に示すように R_1 の増大するのにしたがって, 極端に減少する。 $R_1=300$ k Ω においては,

$$V_\theta \sim V$$

であり $I_\theta^* \approx 0$ となる。

また R_1 の小なる間 ($R_1=2, 5$ k Ω) においては, 第2図に例示している (b) 形波形のような破壊進展過程をとるのに対して, R_1 が増大するのにしたがって同図 (c) 形波形のように, $R_1=30$ k Ω においては S 部分が階段状になっている場合が観測され, さらに R_1 が増大して $R_1=300$ k Ω においては同図 (d) 形波形のように T_θ 部分にコロナパルス電流によるパルス状の電圧降下と思われるような端子電圧波形が観測される場合がある。もちろんこれらのパルスあるいは階段状放電の発生は必ず発生するというのではなくて, 確率的なものである。



第3図 過渡的放電進展期間 T_{gc} 測定値

* 準定在的グロー放電電流にくらべてきわめて小の意味。

(3・2) 火花形成時間 T_f ならびに統計的遅れ T_s

電極間に静破壊電圧 V_s 以上の電圧 V を衝撃的に印加した場合に、電圧印加から電圧急降下までの時間、すなわち火花の遅れ T_0 は、次の2要素からなることはすでに前報告⁽¹⁾において説明した。

$$T_0 = T_f + T_s$$

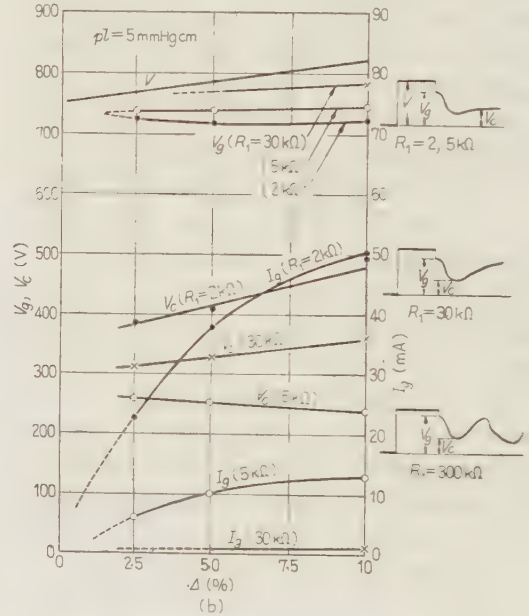
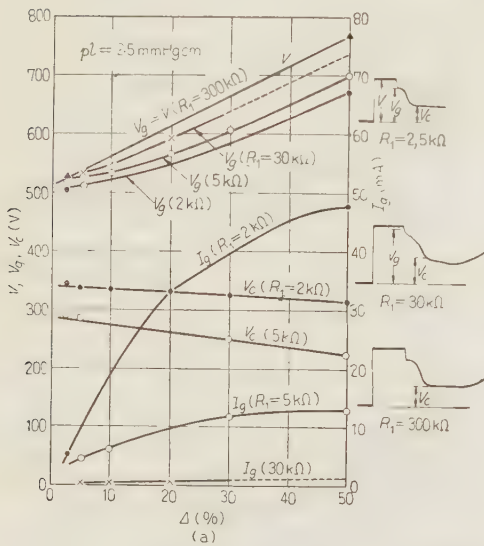
ただし T_f : 火花形成時間, T_s : 統計的遅れ時間

T_0 を T_s と T_f に分離するために、同一ギャップ

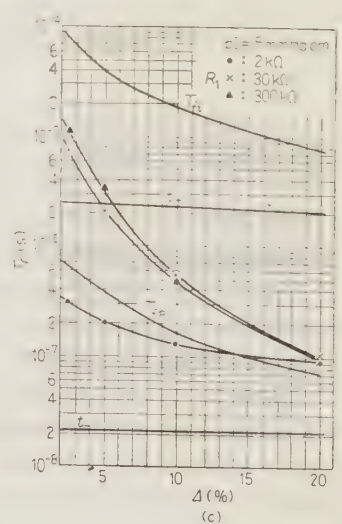
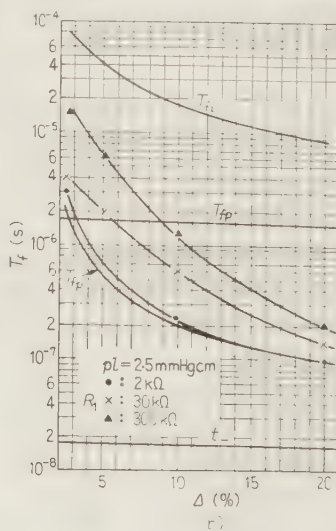
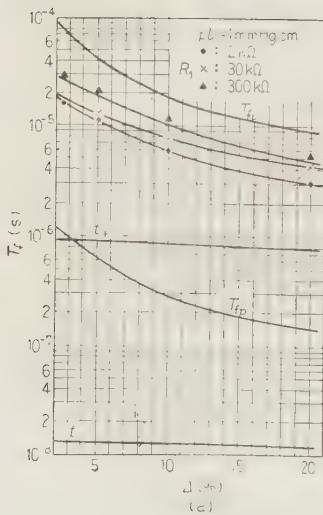
条件 (p, l, Δ) に対して多数回の T_0 測定値を求め、これの Laue plot を行って分離するようにした。その結果当面の実験範囲内においては、 R_1 の各値に対してその分布はそれぞれ全く指数形分布に近く、

$$N = \exp\left(-\frac{T_0 - T_f}{\sigma}\right) \times 100\% \dots\dots\dots (4)$$

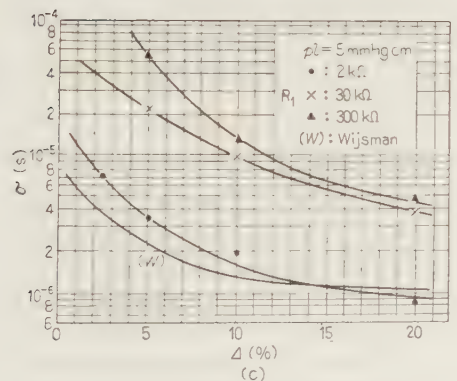
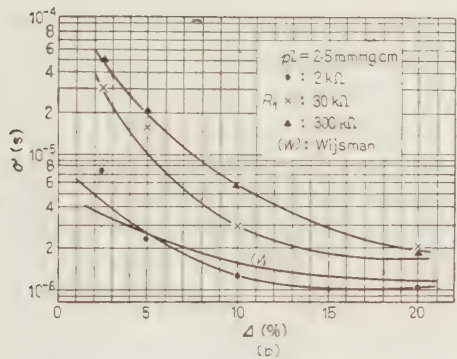
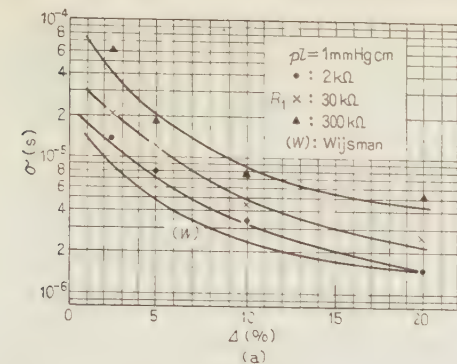
なる実験式によく一致していることを確かめた。ここに (4) 式中の N は T_0 の全測定値の中で、任意の T_0 までは破壊しない測定回数の百分率を示し、 σ は T_s



第 4 図 階段放電部分の電圧-電流特性



第 5 図 火花形成時間 T_f 測定値

第 6 図 火花の平均遅れ時間 σ 測定値

の平均値を示している。各ギャップ条件 (p, l, Δ) に対して、回路抵抗 R_1 が種々の値をとる場合の T_F 測定値から求められた T_F 測定結果を第 5 図 (a)~(c) に、 σ 測定値を第 6 図 (a)~(c) に示している。

γ_i , γ_p 両領域ともに R_1 の大小のいかにかわらず、 Δ の増加するのにしたがって T_F , σ ともに減少している。しかし γ_i 領域においては、 R_1 が増大するのにしたがって T_F ならびに σ はともに多少は増加しているが、あまり顕著な影響は受けない。これに反して、 γ_p 領域においては、特に Δ が小なるほど R_1 の影響が顕著であって、 R_1 が増大するのにしたがって、

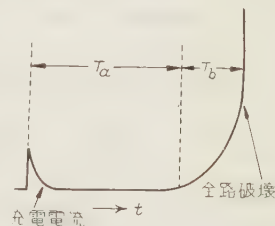
T_F ならびに σ は顕著に増加している。 Δ が増大するのにしたがって R_1 の影響も減少している。

4. 実験結果に対する考察

(4.1) γ_i 領域 実験結果を要約すると、 R_1 が増大するのに伴って、 T_F , σ はともに多少は増加するが、 γ_p 領域と比較すると、あまり顕著な変化は認められない。

前報告⁽²⁾において γ_i 領域においては初期電子なだれならびに γ_p 作用による後続電子なだれ群の形成する空間電荷によるひずみ電界 ΔE_x は、破壊進展に対して差動的で、破壊の進展を阻止する働きをするために火花形成時間は長くなければならずその間に γ_i 作用による後続電子なだれ群が相次ぐ走行とともに空間電荷分布が差動的条件を脱するようになって、電流は徐々に上昇して破壊に到達することを結論とした。

これを放電電流について考察する



第 7 図 火花破壊電流波形例示図

と、破壊電流は第 7 図に示すような時間的経過をとってグロー放電にまで上昇するが、同図において T_a 期間が上記した破壊を形成するための準備期間であり、 T_b 期間が上記の差動的条件を脱して放電電流が上昇し破壊を完成させる期間である。したがって T_a 期間は偶存電子の存否に依存する統計的条件ならびにギャップ条件 (p, l, Δ) (空間電荷分布が差動域を脱する条件) により支配的に決定されるものであり、外部回路条件たとえば R_1 の影響などはほとんど考えられない期間である。 R_1 が影響をおよぼすのはギャップ間端子電圧降下が生ずる期間、いいかえれば破壊進展のための放電電流が相当増大した T_b 期間である。しかるに実験的に次の関係が確立されている。

$$T_a > T_b$$

したがって、 γ_i 領域においては T_F も σ も R_1 の増大するにしたがって多少増加するが、あまり顕著な影響を受けないことが説明されるのである。

(4.2) γ_p 領域 R_1 の増大するにつれて T_F , σ はともに増加し、特に Δ の小なるほど大きな影響を受ける。

γ_p 領域においては初期電子なだれならびに γ_p 作用

による後続電子なだれ群の形成する空間電荷によるひずみ電界 ΔE_x は火花進展に対して和動的であり、放電はギャップ間を局部的にチャネル状に進展する。したがって破壊電流は 10^{-7} s 以下の短時間内にパルス状に急激な上昇過程をとる。この放電電流急上昇過程中で、各 R_1 に対して同一放電進展状態、すなわち放電電流が同一値である瞬間を想定すれば、これによる R_1 間の電圧降下のための電極間端子電圧は、 R_1 に比例して減少するから、 α 作用も減少して放電は R_1 が大なるほどその進展を阻止されることになる。^{*} いま火花形成過程の任意の時刻 t における陰極より x なる距離における任意の面の通過電子数密度 $N_-(x, t)$ は、前報告において計算したように放電電流密度 $I(t)$ に比例する。⁽²⁾⁽⁴⁾ 次に単位時間にギャップ全体についてその衝突電離回数を $N_p(t)$ とすれば

$$N_p(t) = \int_0^l \alpha N_-(x, t) dx \dots\dots\dots (5)$$

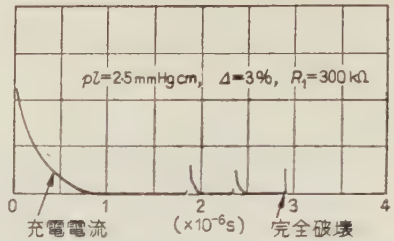
そして $N_p(t)$ に比例して光子がギャップ間に形成されるので、ギャップ間における光子の吸収を無視するとすれば、陰極表面より任意の時刻 t における放出電子数 $N_-(0, t)$ は、時間的に γ_i 作用が役割を演ずるより以前にあっては^{**}

$$N_-(0, t) = N_0 + \gamma_p N_p(t) \dots\dots\dots (6)$$

N_0 ：外部紫外線照射による陰極から単位時間あたり電子の放出数

ゆえに種々の値の R_1 において、同一放電進展状態いいかえれば同一放電電流値 $I(t)$ ないし $N_-(x, t)$ においては、 R_1 の大なるほど α の値は減少しているの、(5) 式からわかるように $N_p(t)$ は R_1 の増大するのにしたがって減少することがわかる。したがって、また (6) 式からわかるように $N_-(0, t)$ も R_1 の増大するのにしたがって減少することになる。

いいかえれば、電流上昇機構は R_1 の増大にしたがって、その上昇度が時間的に阻害される働きをすることになる。そこで R_1 が増大するにつれて、たとえば $R_1 = 30 \text{ k}\Omega$ においてはコロナ状パルス放電が階段的に発生したり、 $R_1 = 300 \text{ k}\Omega$ の場合のようにコロナ状放電のみで、放電は阻止されてしまう場合が起る。このようなパルス状放電が電圧波形として観測されるのは相当強いチャネル状放電が形成された場合であって、電圧波形としては現われないような微少なパルスが R_1



第 8 図 破壊電流波形オシログラム

の大なるほど形成されては消滅してしまうので、 T_f , T_s が R_1 の増大するのにしたがって増加するものと思われる。そこでさらにこの推論を確認する目的で、前報告における破壊電流波形の観測方法と全く同一の方法で、 γ_p 領域に属する p, l, Δ において電流波形を広帯域増幅器を使用して観測した結果、第 8 図に示しているように、 $R_1 = 300 \text{ k}\Omega$ においては、電圧印加後全路破壊に到達する以前にコロナパルス状の局部破壊による放電電流波形が観測された。この実験結果からも上述のようにコロナ状放電のみで放電は阻止されてしまい、全路破壊にまで進展しえないことが平等電界の破壊においても回路条件、ギャップ条件のいかによっては現出されることが確認されたわけである。

次に Wijmsman 氏の統計的火花の遅れ T_s に関する理論に基づいて、火花の統計的遅れの平均値 σ を計算すると次のようになる。

$$\sigma = \frac{1}{N_0 P_0} \dots\dots\dots (7)$$

ただし N_0 ：前出、 $I_0 \approx 10^{-13} \text{ A}$ より $N_0 = 1$ 個/ 10^{-6} s とする。 P_0 ：陰極より放出された 1 個の電子が破壊にまで進展する確率

$$P_0 = 0, q < 1 (\Delta < 0 \text{ を意味する})$$

$$P_0 = 1 - \frac{1}{q}, q > 1 (\Delta > 0 \text{ を意味する})$$

$$q = r(\bar{n} - 1)$$

$$r = \frac{1}{e^{\alpha_0 l} - 1}$$

$$\bar{n} = \exp \int_0^l \alpha(x') dx'$$

$= \exp \alpha l$ (平等電界で電子なだれによるひずみ電界を考えないとき)

α, α_0 ：それぞれ印加電圧 V , V_s (静破壊電圧) の場合の衝突電離係数

そこで α を前報告において述べた Planck 氏の式を用いて、各 Δ に対応した印加電界 E に対して計算すれば、上述 (7) 式から、各ギャップ条件 (p, l, Δ)

^{*} R_1 の増大に伴う T_f の増加に対する定量的な考察については、三好教授 (昭 33 年 3 月日本物理学会放電分科会講演) を参照されたし。

^{**} このことはとりもなおさず γ_p 領域の破壊機構域であることを意味する。

の場合における σ の値が計算されるのである。この σ の計算結果を実測結果に併記して、第6図 (a)~(c)に示している。同図よりわかるように多少計算値のほうが実測値より低い値をとっているが、 R_1 についていえば、 R_1 の小なるほど実験結果と計算結果とがよく近似している。目下の実験条件の下では $R_1=2\text{ k}\Omega$ の場合がもっともよく計算値と近似しているのである。これは Wijsman 氏の理論は、破壊進展中においても電極間電圧を一定不変として理論を展開しているため、本実験と対照すると、 $R_1=0$ のときを想定しているわけである。したがって、 R_1 が小なるほど実験結果と計算結果とが近似することが肯定される。逆に R_1 が増大すると、上述のように電子なだれないし微少なキャナル状放電が消滅してしまう確率が增大するために、 σ が増大していることが説明されるのである。

(4.3) 平等電界破壊と不平等電界破壊の対応性

本実験結果、特にギャップ間電圧電流波形の観測は、平等電界破壊過程と不平等電界破壊過程との対応性について新しい資料を加え得たものである。すなわち従来、Hamos 氏、⁽⁵⁾ Dunnington 氏、⁽⁶⁾ White 氏⁽⁷⁾らによるケルセルシャッタの方法、あるいは Holzer 氏、⁽⁸⁾ Torok 氏⁽⁹⁾らの抑制火花の方法などによって、ストリーマ放電域に属する大気圧中破壊において、平等電界ないし平等電界に準ずるような電極配置に対して、ストリーマ進展過程が、不平等電界におけるコロナの成長過程に相応するものであることが明らかにされたのであるが、これらはすべてストリーマ放電域における火花進展過程が明確にされたものである。

しかるに本研究の結果、タウンゼント放電域においても、平等電界ギャップに対して不平等電界ギャップにおけると同様に、まずコロナ状局部破壊を経た後に全路破壊にまで進展することが、回路抵抗を変化することによって電流波形のうえから明確に実証しえたのである。さらに回路条件およびギャップ条件のいかんによっては、たとえば回路抵抗を増加してゆくのにしたがって一定ギャップ条件下で、平等電界ギャップにおいても、コロナ状局部破壊のみで、全路破壊にまでは進展しないような、あたかも不平等電界ギャップに展開される安定なコロナ破壊のような状態も存在しう

ることが明確にされえたものである。

5. 結 論

本研究においては、火花形成時間内では電流はきわめて小さく、外部回路抵抗の影響を受けるのは火花形成時間の最終時の電流飛躍時であって、したがって、概念的に火花形成時間は、外部の放電抵抗の大小によって左右されないとみなされてきていた点について検討を行ったものであり、その結果を要約すると、次のようになる。

比較的低気圧中の火花破壊においては、平等電界中の破壊においても、その火花形成時間 T_f ならびに統計的遅れ T_s はともに放電抵抗の影響を受け、放電抵抗の大なるほど T_f , T_s とともに増大することが明確にされた。しかもこの性質は γ_i 領域(低タウンゼント領域)より γ_p 領域(高タウンゼント領域)において、特に Δ の小なるほど顕著である。これは放電抵抗の大なるほど後続電子なだれの増殖性が阻害されるとともに、電極間端子電圧降下も大である一方、低気圧中においては、電子および陽イオンの拡散作用が大であるから、破壊にまで進展すべき電子なだれないし微少キャナル状破壊も消滅するためと解釈されるのである。

本研究は、文部省総合研究の一部として、東京大学本多侃士教授(現電機大学教授)のご指導のもとに慶大工学部において行ったもので、同教授を初めとして、たえずごべんたつ、ご指導いただいた慶大宗宮教授、名工大三好教授、ならびに本多研究室各位に深謝するとともに、実験遂行にご協力下さった慶大上木講師にお礼を申し上げる次第である。

(昭和 35 年 1 月 29 日受付)

文 献

- (1) 森: 電学誌 **76**, 114 (昭 31)
- (2) 森: 電学誌 **79**, 20 (昭 34)
- (3) R. A. Wijsman: Phys. Rev. **75**, 833 (1949)
- (4) Y. Miyoshi: Phys. Rev. **103**, 1609 (1956)
- (5) L. v. Hamos: Ann. Phys. **7**, 857 (1930)
- (6) F. G. Dunnington: Phys. Rev. **38**, 1506 (1931); Phys. Rev. **38**, 1535 (1931)
- (7) H. J. White: Phys. Rev. **46**, 99 (1934)
- (7) W. Holzer: Z. Phys. **77**, 676 (1932)
- (9) J. J. Torok: Elect. J. **26**, 107 (1929)

UDC 517.512: 621-501.14

拡張された飽和関数法について*

資料・論文

35-75

正員 真 鍋 舜 治†

1. ま え が き

飽和の強い制御系のリミットサイクルを求めるとき、記述関数法を用いると、かなりの誤差が生じることがある。また基本波成分のみに注目するため、波形についての情報が得られない欠点がある。このようなとき、ある種の制御系では、方形波、三角波などを一連の関数（仮に飽和関数と呼ぶ）で定義し、これら相互間の関係を求めておき、それを利用して、リミットサイクルを簡単に、また正確に解析しうることにはすでに述べた。(1)

しかし、この方法（飽和関数法）が有効に適用できるのは、非線形の度合いが強くて、線形部が簡単な場合に限るので、その逆、すなわち、非線形の度合いがゆるく、線形部が複雑なときは、記述関数法のほうが使いやすいと、正確である。非線形要素の代表的なものとして急しゅんな飽和があげられるが、これを含む制御系では、線形部の伝達関数がかなり広い周波数領域にわたって、一定の位相余裕をもたなければならない結果、ほぼ $1/s^k (1 \leq k < 2)$ で近似できるものが多い。(2)

このように線形部が $1/s^k$ で近似できるときは、新たに非整数次の飽和関数を定義することによって、飽和関数法を直ちに適用することができる。本論はこのように拡張された飽和関数法について説明を試み、さらに $1/s^k$ 形制御系および非線形最適制御系のリミットサイクルの解析にこれを適用した結果を示すものである。また飽和関数が Riemann のゼータ関数と類似である点についても簡単な説明を加えた。

2. 非整数次飽和関数

前に述べた定義によれば、零次飽和関数は振幅1の方形波また1次飽和関数は振幅1の三角波である。そして、 $n+1$ 次飽和関数は n 次飽和関数の積分に適当に位相変化を行ったものである。したがって、非整数次飽和関数も、整数次の飽和関数に、非整数階の積分を行うことによって定義できよう。以下この点について述べる。

(2・1) 非整数階積分 非整数階積分については、表領域、裏領域につき次のような定義が与えられている。(2)(3) すなわち

$$\int_0^t f(x) (dx)^k = \int_0^t \frac{(t-\xi)^{k-1}}{\Gamma(k)} f(\xi) d\xi \dots\dots (1)$$

$$\int_0^t f(x) (dx)^k = \frac{1}{2\pi j} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{F(s)}{s^k} e^{ts} ds \dots\dots (2)$$

ただし、 $\int_0^t f(x) (dx)^k$ は関数 $f(t)$ の k 階積分と規約する。また $\Gamma(k) = \Gamma(k+1)$ である。いま $f(t)$ が、 $u(t)$, $\delta(t)$, $\sin \omega t$ なるときは、(1) 式または (2) 式を用い次の結果を得る。

$$\int_0^t u(x) (dx)^k = \frac{t^k}{\Gamma(k)} \dots\dots (3)$$

$$\int_0^t \delta(x) (dx)^k = \frac{t^{k-1}}{\Gamma(k-1)} \dots\dots (4)$$

$$\int_0^t \sin \omega x (dx)^k = \frac{1}{\omega^k} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2} k\right) + \frac{\omega \sin k \pi}{\pi} \int_0^\infty \frac{e^{-tx}}{x^k (x^2 + \omega^2)} dx \dots\dots (5)$$

($0 < k < 1$)

ただし $u(t)$: 単位階段関数, $\delta(t)$: 単位インパルス関数, k : 正の任意の数

(5) 式にかぎり $0 < k < 1$, さらに (5) 式で、 $x = \omega \xi$ とおきかえれば

$$\frac{1}{s^k} \sin \omega t = \frac{1}{\omega^k} \left[\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2} k\right) + \frac{\sin k \pi}{\pi} \int_0^\infty \frac{e^{-\omega t \xi}}{\xi^k (\xi^2 + 1)} d\xi \right] \dots\dots (6)$$

($0 < k < 1$)

ここで、 $\int_0^t \sin \omega x (dx)^k$ を $(1/s^k) \sin \omega t$ と略記しているが、混同の起らないかぎり以後この形式を用いる。第1項の振幅は $1/\omega^k$ で、位相は $\pi k/2$ であって、 $1/s^k$ において $s=j\omega$ において得られる結果と一致し、定常振動の項である。第2項は $t \rightarrow \infty$ になるときに近づくので、過渡項と考えられる。

(2・2) 飽和関数の非整数階積分 飽和関数 $a_0(t/T)$ は振幅1, 周期 T の方形波, $a_1(t/T)$ は同様の

* The Generalized "Saturation Function Method" for Analyzing Nonlinear Control Systems. By S. MANABE, Member (Mitsubishi Electric Mfg. Co., Ltd.).

† 三菱電機株式会社研究所

三角波であるから、フーリエ級数に展開することによって、次のように表わされる。

$$a_0\left(\frac{t}{T}\right) = \frac{4}{\pi} \left[\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3 \omega t + \frac{1}{5} \sin 5 \omega t + \dots \right. \\ \left. + \frac{1}{2n-1} \sin (2n-1) \omega t + \dots \right] \dots \dots (7)$$

$$a_1\left(\frac{t}{T}\right) = \frac{8}{\pi^2} \left[\sin \omega t - \frac{1}{3^2} \sin 3 \omega t + \frac{1}{5^2} \sin 5 \omega t + \dots \right. \\ \left. + \frac{(-1)^{n-1}}{(2n-1)^2} \sin (2n-1) \omega t + \dots \right] \dots (8)$$

$$\text{ただし } \omega = 2\pi T$$

したがって、(7) 式、(8) 式の各項に(6) 式を適用することにより、 $a_0(t/T)$ 、 $a_1(t/T)$ の非整数階積分は次のように表わされる。

$$\frac{1}{s^k} a_0\left(\frac{t}{T}\right) = A_0\left(k, \frac{t}{T}\right) + B_0\left(k, \frac{t}{T}\right) \dots \dots (9)$$

$$\frac{1}{s^k} a_1\left(\frac{t}{T}\right) = A_1\left(k, \frac{t}{T}\right) + B_1\left(k, \frac{t}{T}\right) \dots \dots (10)$$

$$\text{ただし, } 0 < k < 1, \omega = 2\pi T$$

$$A_0\left(k, \frac{t}{T}\right) = \frac{4}{\pi \omega^k} \left[\sin\left(\omega t - \frac{\pi k}{2}\right) \right. \\ \left. + \left(\frac{1}{3}\right)^{k-1} \sin\left(3 \omega t - \frac{\pi k}{2}\right) \right. \\ \left. + \left(\frac{1}{5}\right)^{k-1} \sin\left(5 \omega t - \frac{\pi k}{2}\right) + \dots \right. \\ \left. + \left(\frac{1}{2n-1}\right)^{k-1} \sin\left\{(2n-1) \omega t - \frac{\pi k}{2}\right\} + \dots \right] \\ \dots \dots (11)$$

$$B_0\left(k, \frac{t}{T}\right) = \frac{4 \sin k \pi}{\pi^2 \omega^k} \int_0^\infty \left[e^{-\omega t} + \left(\frac{1}{3}\right)^{k+1} e^{-3 \omega t} \right. \\ \left. + \left(\frac{1}{5}\right)^{k+1} e^{-5 \omega t} + \dots \right. \\ \left. + \left(\frac{1}{2n-1}\right)^{k+1} e^{-(2n-1) \omega t} + \dots \right] \frac{1}{\xi^k (\xi^2 + 1)} d\xi \\ \dots \dots (12)$$

$$A_1\left(k, \frac{t}{T}\right) = \frac{8}{\pi^2 \omega^k} \left[\sin\left(\omega t - \frac{\pi k}{2}\right) \right. \\ \left. - \left(\frac{1}{3}\right)^{k+2} \sin\left(3 \omega t - \frac{\pi k}{2}\right) \right. \\ \left. + \left(\frac{1}{5}\right)^{k+2} \sin\left(5 \omega t - \frac{\pi k}{2}\right) + \dots \right. \\ \left. + \left(\frac{1}{2n-1}\right)^{k+2} (-1)^{n-1} \sin\left\{(2n-1) \omega t \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{\pi k}{2}\right\} + \dots \right] \dots \dots (13)$$

$$B_1\left(k, \frac{t}{T}\right) = \frac{8 \sin k \pi}{\pi^3 \omega^k} \int_0^\infty \left[e^{-\omega t} - \left(\frac{1}{3}\right)^{k+2} e^{-3 \omega t} \right. \\ \left. + \left(\frac{1}{5}\right)^{k+2} e^{-5 \omega t} - \dots \right. \\ \left. + \left(\frac{1}{2n-1}\right)^{k+2} (-1)^{n-1} e^{-(2n-1) \omega t} + \dots \right] \\ \times \frac{1}{\xi^k (\xi^2 + 1)} d\xi \dots \dots (14)$$

ここで、 $B_0\left(k, \frac{t}{T}\right)$ 、 $B_1\left(k, \frac{t}{T}\right)$ は過渡項で時間とともに減少する。 $A_0\left(k, \frac{t}{T}\right)$ 、 $A_1\left(k, \frac{t}{T}\right)$ は定常振動の項で、一定の振幅と位相をもつ。ここで位相は、0 をよぎる点について考えるものとする。

(2・3) 非整数次飽和関数の定義 非整数次の飽和関数は前述の $A_0\left(k, \frac{t}{T}\right)$ 、 $A_1\left(k, \frac{t}{T}\right)$ をもとにして定義することができる。たとえば、 $A_0\left(k, \frac{t}{T}\right)$ は周期関数であるから、その振幅を $K_0(k) \cdot T^k$ 、位相遅れを $\varphi_0(k)$ とすれば、

$$A_0\left(k, \frac{t}{T}\right) = K_0(k) \cdot T^k a_n\left[\frac{t}{T} - \varphi_0(k)\right] \dots (15)$$

とおくことができる。ここに $a_n(t/T)$ は振幅 1、位相は $a_0(t/T)$ と同じである。同様に $A_1\left(k, \frac{t}{T}\right)$ の振幅を $K_1(k) \cdot T^k$ 、位相遅れを $\varphi_1(k)$ とすれば

$$A_1\left(k, \frac{t}{T}\right) = K_1(k) \cdot T^k a_n\left[\frac{t}{T} - \varphi_1(k)\right] \dots (16)$$

(15)、(16) 式を用い、非整数次飽和関数 $a_n\left(\frac{t}{T}\right)$ を次のように定義する。

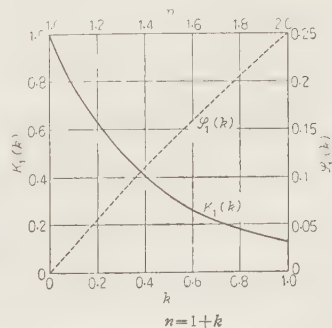
$$0 < n < 1 \quad n = k$$

$$a_n\left(\frac{t}{T}\right) = \frac{1}{K_0(k) \cdot T^k} A_0\left[k, \frac{t}{T} + \varphi_0(k)\right] \dots (17)$$

$$1 < n < 2 \quad n = k+1$$

$$a_n\left(\frac{t}{T}\right) = \frac{1}{K_1(k) \cdot T^k} A_1\left[k, \frac{t}{T} + \varphi_1(k)\right] \dots (18)$$

自動制御系に重要なものは、 $1 < n < 2$ なる場合である。いま $K_1(k)$ 、 $\varphi_1(k)$ を第 1 図に示す。これらは近



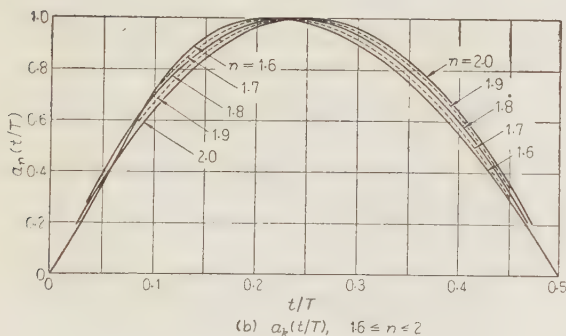
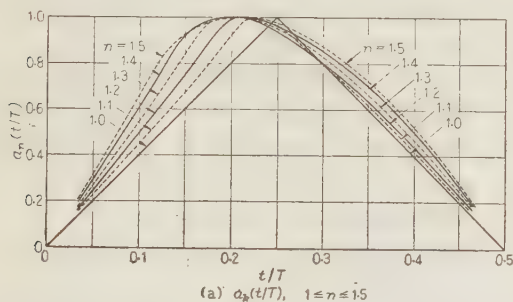
第 1 図 $K_1(k)$ および $\varphi_1(k)$

似的に次式で表わされる。

$$K_1(k) \simeq 0.125 k^{(1.16-0.16k)} \dots\dots\dots (19)$$

$$\varphi_1(k) \simeq 0.25 k(1.16-0.16k) \dots\dots\dots (20)$$

なお、 $K_1(k)$, $\varphi_1(k)$ の計算で、まず $A_1(k, \frac{t}{T})$ を求めなければならないが、そのために、(13)式で第15調波までとり、 t/T を 1/80 間隔に分割して計算した。この計算での誤差を評価するのは難しいが、大体の目安を与えれば、 $k=0$ になるとき、最大振幅値で誤差 2.5%，それ以外で 1% 以下、また $k=1$ になるときは 0.03% 程度である。



第 2 図

また $1 < n < 2$ につき、前述の方法で $a(t/T)$ を求めたものを第 2 図 (a), (b) に示す。誤差はほぼ 0.3% 以下と推察される。 $n=1$, $n=2$ については、定義より正確に計算した値を示している。 $n=1$ では振幅 1 の三角波、 $n=2$ では振幅 1 の二乗波である。

整数次の飽和関数が、正弦波のように $t/T=1/4$ を境として対称であるのに反し、非整数次では非対称なことが注目される。すなわち、非整数次飽和関数の最大値は 1 であるが、それがおこる t/T の値は必ずしも $1/4$ とはかぎらない。 n が 1 より増加するにつれ波形は前に倒れはじめ、1.5 付近でもっとも極端に傾き、さらに n が増すと後方へのふくらみが増し、 $n=2$ でまた対称となる。

(2・4) 飽和関数の非整数階不定積分 非整数階積

分については、不定積分はまだ定義されていないようである。ここでは、仮に周期関数の非整数階不定積分として、その積分結果の周期解を用いることにする。一般にリミットサイクルを論じる場合は、定常的な周期解のみを論じればよいので、不定積分で充分である。

(9), (10), 式に (15), (16) 式を代入し、

$$\frac{1}{s^k} a_0\left(\frac{t}{T}\right) = K_0(k) T^k a_n\left[\frac{t}{T} - \varphi_0(k)\right] + B_0\left(k, \frac{t}{T}\right) \quad (n=k)$$

$$\frac{1}{s^k} a_1\left(\frac{t}{T}\right) = K_1(k) T^k a_n\left[\frac{t}{T} - \varphi_1(k)\right] + B_1\left(k, \frac{t}{T}\right) \quad (n=k+1)$$

..... 21

いま、混乱の起らないかぎり、 $1/s^k$ で不定積分を表わすものとする。(21) 式で不定積分に注目すれば、右辺第 2 項は不要であるから、

$$\frac{1}{s^k} a_0\left(\frac{t}{T}\right) = K_0(k) T^k a_n\left[\frac{t}{T} - \varphi_0(k)\right] \quad n=k$$

$$\frac{1}{s^k} a_1\left(\frac{t}{T}\right) = K_1(k) T^k a_n\left[\frac{t}{T} - \varphi_1(k)\right] \quad (n=k+1)$$

..... 22

ただし $0 \leq k \leq 1$

これが飽和関数の非整数階不定積分を表わす式である。あるいは

$$a_1\left(\frac{t}{T}\right) = \frac{4}{T} \frac{1}{s} a_0\left(\frac{t}{T} + \frac{1}{4}\right) \dots\dots\dots (23)$$

なる関係を用いれば、(22) 式は次のように一つの式にまとめられる。

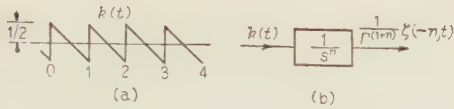
$$\frac{1}{s^n} a_0\left(\frac{t}{T}\right) = K(n) T^n a_n\left[\frac{t}{T} - \varphi(n)\right] \dots\dots\dots (24)$$

ただし $0 \leq n \leq 1$, $K(n) = K_0(k)$, $\varphi(n) = \varphi_0(k)$, $n=k$

$1 \leq n \leq 2$, $K(n) = \frac{1}{4} K_1(k)$, $\varphi(n) = \varphi_1(k) + \frac{1}{4}$, $n=k+1$

現在までは k で 0 より 1 の間の非整数を、 n で一般の非整数を表わしてきたが、混同が起らないかぎり、このような区別を今後省略する。

なお、詳細は紙数のつごうで省略するが、一般化されたゼータ関数 $\zeta(s, a)$ で $s=-n$, $a=t$ と書き換え、 $\zeta(-n, t)$ とすると、これは第 3 図に示すように振幅 $1/2$, 周期 1 なるのこぎり状波が、非整数階積分 $1/s^n$



第 3 図 ゼータ関数

なる要素にはいった場合の出力に $\Gamma(1+n)$ を乗じたものになる。(4)(6)~(8) すなわち

$$\zeta(-n, t) = \Gamma(1+n) \times [\text{のこぎり状波の} n \text{ 階積分}] \dots (25)$$

飽和関数が方形波の n 階積分を基礎としている代わりにゼータ関数では、のこぎり状波を基礎としているのが異なるだけあって、これらは同種のものと考えてよからう。

3. 飽和を含む系のリミットサイクル

先に定義した非整数次飽和関数を用い、1 個の急しゅんな飽和と、線形要素よりなる各種の系につき、飽和関数法を用いて、そのリミットサイクルの周期、振幅、波形などを求め、それらの特徴を論じ、また記述関数法、ツィプキンの方法などと比較する。

(3・1) 飽和、むだ時間、非整数階積分を含む系

文献 (2) に述べたように、飽和を含む制御系の線形部は、むだ時間と非整数階積分でほぼ近似できる。このような制御系のリミットサイクルを調べるため、まず第 4 図 (a) に示すような、正確にむだ時間、非整数階積分、飽和よりなる系を解析してみよう。このような系は抽象的なもので現実には存在しないのであるが、非線形制御系の特性を概念的に知るには非常に有用である。

いま第 4 図 (a) で、 $1 < n < 2$ とすれば第 4 図 (b) のように書き換えられる。ここでリミットサイクルのみに注目すれば、積分定数、非整数階積分での過渡項、設定値はすべて零と考えてよい。したがってリミットサイクルの周期を T とすれば、 A, B, C, D, E 各点の波形は次のように求められる。

$$A: a_0 \left(\frac{t}{T} \right) \dots (26)$$

$$B: e^{-\tau s} a_0 \left(\frac{t}{T} \right) = a_0 \left(\frac{t}{T} - \frac{\tau}{T} \right) \dots (27)$$

$$C: \frac{1}{s} a_0 \left(\frac{t}{T} - \frac{\tau}{T} \right) = \frac{T}{4} a_1 \left(\frac{t}{T} - \frac{\tau}{T} - \frac{1}{4} \right) \dots (28)$$

$$D: \frac{1}{s^k} \frac{T}{4} a_1 \left(\frac{t}{T} - \frac{\tau}{T} - \frac{1}{4} \right)$$

$$= \frac{K_1(k)}{4} T^n a_n \left[\frac{t}{T} - \frac{\tau}{T} - \frac{1}{4} - \varphi_1(k) \right] \dots (29)$$

$$E: -\frac{K_1(k)}{4} T^n a_n \left[\frac{t}{T} - \frac{\tau}{T} - \frac{1}{4} - \varphi_1(k) \right] = \frac{K_1(k)}{4} T^n a_n \left[\frac{t}{T} - \frac{\tau}{T} - \frac{3}{4} - \varphi_1(k) \right] \dots (30)$$

$$A: H \left[\frac{K_1(k)}{4} T^n a_n \left\{ \frac{t}{T} - \frac{\tau}{T} - \frac{3}{4} - \varphi_1(k) \right\} \right] = a_0 \left\{ \frac{t}{T} - \frac{\tau}{T} - \frac{3}{4} - \varphi_1(k) \right\} \dots (31)$$

ここに、 $n=1+k$ 、また $H[]$ は飽和要素を示す。(1) A の波形として二つの式が与えられているが、これらが等しいためには

$$\frac{\tau}{T} + \frac{3}{4} + \varphi_1(k) = 1 \dots (32)$$

これより、リミットサイクルの周期 T が次のように求められる。

$$\frac{T}{\tau} = \frac{1}{0.25 - \varphi_1(k)} \dots (33)$$

D 点の振幅を A_D とすれば (29) 式より

$$A_D = \frac{K_1(k)}{4} T^n = \frac{K_1(k)}{4} \left(\frac{T}{\tau} \right)^n \tau^n \quad (n=k+1) \dots (34)$$

(19), (20) 式の近似式を用いれば、

$$\frac{T}{\tau} \simeq \frac{4}{1 - k(1.16 - 0.16k)} \dots (35)$$

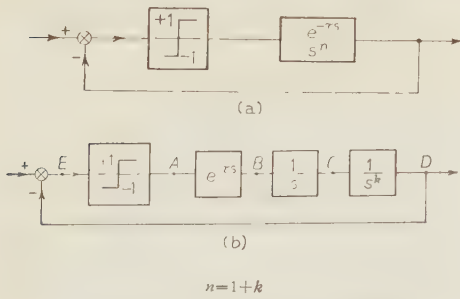
$$A_D \simeq 0.25 \times 0.125^{k(1.16 - 0.16k)} \left(\frac{T}{\tau} \right)^n \tau^n \quad (n=k+1) \dots (36)$$

さらに、 D 点の振幅を 1 とした波形は (29), (32) 式より、次のようになる。

$$a_n \left(\frac{t}{T} - \frac{1}{2} \right) \quad (n=1+k) \dots (37)$$

いま、 $T/\tau, A_D/T^n, A_D/\tau^n$ を n をパラメータとして (33), (34) 式より求めれば、第 5 図のようになる。

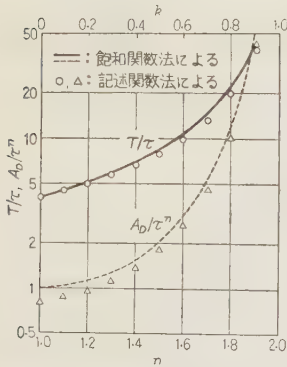
$n=1$ ではリミットサイクルの周期 T は 4τ であるが、 n を増加すると、まず T はゆるやかに増大する。 $n=1.5$ で $T=8.62\tau$ に達してのちは、 n が 2 に近づくにつれ、 T は急激に増大する。この図に記入していないが、 n を 1 より減少すると、 T もゆるやかに減少し、 $n=0$ で $T=2\tau$ となる。このような系では、リミットサイクルの存在はまぬがれないが、制御の精度を高くするためには、その周波数をできるだけ高く



第4図 飽和，むだ時間，非整数階積分を含む系

することが望まれる。しかしその周期 T は，いかに n を小さくしても， 2π 以下にすることはできないのであるから，極端に n を小さくすることは無意味である

う。しかし一方， $n > 1.5$ ではむだ時間にくらべて，極端に大きな周期のリミットサイクルをおこすから，さけたほうがよい。これらの点を考慮し， n の選択範囲はほぼ1ないし1.5と考えてよいように思われる。



第5図 リミットサイクルの周期と振幅，むだ時間と飽和

以上は飽和関数法を用いて正確な解を求めたものであるが，同様の解析は，記述関数法を用いても簡単に行うことができる。いま第4図(b)でE点の振幅を e とすれば，飽和要素の記述関数は $4/\pi e$ なるゆえ，開路伝達関数 $G(s)$ は次のように表わされる。

$$G(s) = \frac{4}{\pi e} \frac{1}{s^n} e^{-\tau s} \quad (38)$$

ここで， $s = -j\omega$ とおき $|G(j\omega)| = 1$

$\arg G(j\omega) = -\pi$ なる条件よりリミットサイクルの周波数 ω とその振幅 e を求める。すなわち，

$$1 = \frac{4}{\pi e} \frac{1}{\omega^n}, \quad \pi = \tau\omega + \frac{\pi}{2}n \quad (39)$$

したがって

$$\left. \begin{aligned} \frac{T}{\tau} &= \frac{4}{1-k} = \frac{4}{2-n} \\ (n=1+k, \omega &= \frac{2\pi}{T}) \end{aligned} \right\} \quad (40)$$

$$\varepsilon = \frac{2T^n}{\pi^2(2\pi)^k} = \frac{4}{\pi} \left\{ \frac{\tau}{\pi(1-n/2)} \right\}^n \quad (41)$$

ε が A_D と同じものなることは明らかである。比較のため(40)，(41)式の計算結果を第5図に点線で記入した。

(3・2) ヒステリシスをもつ飽和と非整数階積分を含む系 ここでは，飽和要素がヒステリシスをもつ場合につき，リミットサイクルの振幅と周期を求めてみよう。第6図に示す回路で飽和要素の出力は，入力が増加して α をこすと，瞬間的に -1 より $+1$ になり，以後この値を保持する。次に入力が減少しはじめて， α 以下になっても $-\alpha$ に達するまで，出力は $+1$ のままで， $-\alpha$ ではじめて -1 になる。リミットサイクルが起っている状態では A 点での波形は方形波であるから，その周期を T とすれば，A, B, C の各点の波形は次のようになる。

$$A: a_0 \left(\frac{t}{T} \right) \quad (42)$$

$$B: \frac{1}{s^n} a_0 \left(\frac{t}{T} \right) = K(n) T^n a_n \left[\frac{t}{T} - \varphi(n) \right] \quad (43)$$

$$C: -K(n) T^n a_n \left[\frac{t}{T} - \varphi(n) \right] = K(n) T^n a_n \left[\frac{t}{T} - \frac{1}{2} - \varphi(n) \right] \quad (44)$$

$$A: H_a \left[K(n) T^n a_n \left\{ \frac{t}{T} - \frac{1}{2} - \varphi(n) \right\} \right] = a_0 \left\{ \frac{t}{T} - \frac{1}{2} - \varphi(n) - \theta \right\} \quad (45)$$

ただし， θ については(47)式の関係がある。ここに， $H_a[\]$ はヒステリシスをもつ飽和要素による演算を示す。(45)式は H_a に関する一般式⁽¹⁾より求められるが，直観的にも理解できよう。

ここで A の波形に対して与えられた二つの式が等しいためには

$$\varphi(n) + \theta = \frac{1}{2} \quad (46)$$

ただし

$$\frac{\alpha}{K(n) T^n} = a_n(\theta) \quad (47)$$

したがって，これらをまとめ次式を得る。

$$T = \left[\frac{\alpha}{K(n) a_n \left\{ \frac{1}{2} - \varphi(n) \right\}} \right]^{1/n} \quad (48)$$

あるいは， $1 \leq n \leq 2$ については $n=1+k$ として，

$$T = \left\{ \frac{4\alpha}{K_1(k)a_n \left\{ \frac{1}{4} - \varphi_1(k) \right\}} \right\}^{1/n} \dots\dots\dots (49)$$

これがリミットサイクルの周期を表わす式である。次に B 点の振幅 A_B は (44) 式より

$$A_B = K(n) T^n = \frac{1}{4} K_1(k) T^n$$

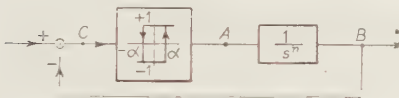
$$= \frac{\alpha}{a_n \{ 1/4 - \varphi_1(k) \}} \dots\dots\dots (50)$$

また B 点の振幅を 1 とした波形は、

$$a_n \left(\frac{t}{T} - n \right) = a_n \left(\frac{t}{T} - \frac{1}{4} - \varphi_1(k) \right) \dots\dots (51)$$

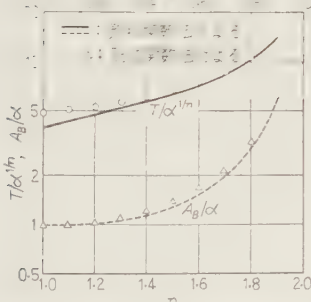
となつて、 n 次の飽和関数である。

いま $T/\alpha^{1/n}$, A_B/α を、 n をパラメータとして、(49), (50) 式より求めれば、第 7 図のようになる。



第 6 図 ヒステリシスをもつ飽和と非整数階積分を含む系

$n=1$ ではリミットサイクルの振幅 A_B は α であるが、 n を増大するとまず A_B はゆるやかに増大し、 $n=1.7$ で $A_B=2\alpha$ となる。これ以上 n を 2 に近づけると A_B は急激に増大する。この図には記入してないが、 n を 1 より小さくしても、 A_B は α なる値をもち続ける。すなわち、 α なるヒステリシスがある以上、 α なる振幅の振動はさけられないのであるから、 n を解くに小さくするのは無意味である。



第 7 図 リミットサイクルの周期と振幅ヒステリシスをもつ飽和

このような点より、 n の選択範囲はほぼ 1 ないし 1.7 と考えてよいと思われる。

以上は、飽和関数法を用いて、正確な解を求めたものであるが、同様の解析は記述関数法を用いても簡単に行うことができる。いま第 6 図において C 点の振幅を ε とすれば、ヒステリシスを含む飽和要素の記述関

数は $4/\pi\varepsilon \angle -\sin^{-1}\alpha/\varepsilon$ なるゆえ、開路伝達関数 $G(j\omega)$ は次のように表わされる。

$$G(j\omega) = \frac{4}{\pi\varepsilon\omega^n} L - \sin^{-1}\alpha/\varepsilon - \frac{\pi}{2}n \dots (52)$$

したがって、 $|G(j\omega)|=1$, $\arg G(j\omega)=-\pi$ なる条件より、リミットサイクルの周波数 ω とその振幅 ε が求められる。すなわち、

$$\left. \begin{aligned} 1 &= \frac{4}{\pi\varepsilon\omega^n} \\ \pi &= \sin^{-1}\frac{\alpha}{\varepsilon} - \frac{\pi}{2}n \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (53)$$

したがって、

$$T = 2\pi \left\{ \frac{\pi\alpha}{4 \sin \pi(1-n/2)} \right\}^{1/n} \dots\dots\dots (54)$$

$$(\omega = \frac{2\pi}{T})$$

$$\varepsilon = \frac{\alpha}{\sin \pi(1-n/2)} \dots\dots\dots (55)$$

ε は A_B と同じものなることは明らかである。比較のため、(54), (55) 式の計算結果を第 7 図に点線で記入した。

(3・3) リレー制御系 以上非整数階積分をもつ制御系について論じたが、次に一般のリレー制御系の解析に、これらの結果を応用できることを例をあげて示す。いま第 8 図 (a) に示されたようなリレー制御系を考える。このリレーの特性はヒステリシスの幅が $2b$ 、出力が $\pm c$ で対称である。ここでリレーの特性を規格化すれば、第 8 図 (b) のようになる。ここで線形部の伝達関数 $G(s)$ は、

$$G(s) = \frac{(1+k_2s)k_1c/b}{s(1+T_1s)(1+T_2s)} \dots\dots\dots (56)$$

一例として定数を次のように選ぶ。

$$T_1=0.2, T_2=0.05, k_1=10, k_2=0.08, b=5, c=100, k_1c/b=200$$

しかるときは、

$$G(s) = \frac{200(1+0.08s)}{s(1+0.2s)(1+0.05s)} \dots\dots\dots (57)$$

ここで $G(s)$ の折線近似 Bode 線図をかければ、第 9 図の実線のようになる。これは、 $\omega=\omega_0=40$ rad/s で 0 dB をよぎる。いま $\omega \leq \omega_0$ の領域でこの折線に近似した直線を引く。この直線に代表される伝達関数 $G_1(s)$ は

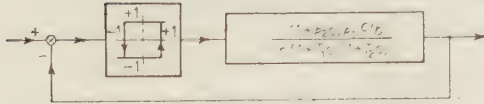
$$G_1(s) = \left(\frac{\omega_0}{s} \right)^n \dots\dots\dots (58)$$

なる形であつて、このときは傾斜が -35 dB/dec であるので、

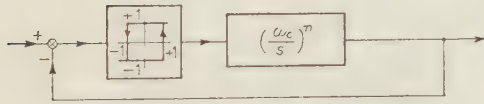
$$n=1.75, \quad \omega_0=40$$



(a) リレーサーボ系



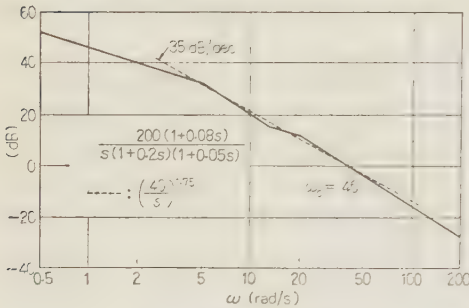
(b) ヒステリシスの規格化



(c) 近似ブロック線図

$T_1: 0.2, T_2: 0.05, k_1=10, k_2: 0.08, b: 5, c: 100,$
 $k_1c/b: 200, n: 1.75, \omega_c: 40 \text{ rad/s}$

第 8 図 リレーサーボ系



第 9 図 折線近似周波数特性

したがって、このリレー制御系は第 8 図 (c) の非整数階積分を含む系で近似できる。

この系のリミットサイクルを求めるときは、先に解析した結果を用い、第 7 図で $n=1.75$

$$\frac{T}{\alpha^{1/n}} = 9.2, \quad \frac{A_B}{\alpha} = 2.35 \quad (59)$$

このときは、 $\omega_c=1 \text{ rad/s}$ の場合で、現在は $\omega_c=40 \text{ rad/s}$ であるから、(59) 式で示された周期の $1/40$ にしなければならない。 $\alpha=1$ なるゆえ

$$T = 9.2 \times \frac{1}{40} = 0.23 \text{ s} \quad (60)$$

また、振幅 A_B は 2.35α で、ヒステリシスの幅の $1/2$ の 2.35 倍なることがわかる。したがって第 8 図 (a) より、実際の振幅 A_B は $2.35 b$ となる。

$$A_B = 2.35 b = 11.75 \quad (61)$$

また振幅を 1 とした波形は

$$a_{1.75}\left(\frac{t}{T}\right) \quad (62)$$

となるので第 2 図 (b) よりかなり正弦波に近いが、多少前に傾いたゆがんだものになることがわかる。また、 $n=1.75$ でかなり大きく、リレーのヒステリシスの悪影響が拡大されており、等価的 n を小さくするよう k_2 をさらに大きく、 T_2 をさらに小さくするなどの改善策が望まれることも結論できよう。

なお、このような近似的な解析法を適用するとき、線形要素の Bode 線図が -40 dB/dec に近く、 $n \approx 2$ となるような場合、第 7 図より明らかなごとく、 $T/\alpha^{1/n}$, A_B/α は非常に増加し、値が非常に不正確となる。このようなときには飽和関数法は不適当であるから、特に注意が必要である。もちろん、 $n \approx 2$ なるような系は、一般の制御系としては不適当であるから、制御系の設計などのように、割合に安定な系のみを問題にしているときはあまり考慮する必要はないであろう。また上記の計算の過程で明かなように、振幅は n と b より直ちに求められるが、周期は ω_c による時間スケール変更が必要なることに注意を要する。

このようなリレー制御系のリミットサイクルは、ツィプキンの方法⁽⁵⁾を用いれば、簡単にかつ正確に解析することができる。第 8 図 (a) の回路に対する。いわゆるリレー系の特性 $J(\omega)$ は、

$$J(\omega) = \frac{ck_1}{\omega} \left[\frac{k_2 - T_1 \tanh \frac{\pi}{2 T_1 \omega}}{T_1 - T_2} - \frac{k_2 - T_2 \tanh \frac{\pi}{2 T_2 \omega}}{T_1 - T_2} \right] - j c k_1 \left[\frac{\pi}{2 \omega} + \frac{T_1(k_2 - T_1)}{T_1 - T_2} \tanh \frac{\pi}{2 T_1 \omega} - \frac{T_2(k_2 - T_2)}{T_1 - T_2} \tanh \frac{\pi}{2 T_2 \omega} \right] \dots (63)$$

これが、周期 T なる安定なリミットサイクルをもつための条件は、 $\omega=2\pi/T$ において

$$\left. \begin{aligned} \text{Re}\{J(\omega)\} < 0 \\ \text{Im}\{J(\omega)\} = -b \end{aligned} \right\} \quad (64)$$

である。したがって前記の定数を代入すれば、

$$-0.8 \tanh \frac{T}{0.8} - 0.2 \tanh \frac{T}{0.2} < 0 \quad (65)$$

$$T - 0.64 \tanh \frac{T}{0.8} - 0.04 \tanh \frac{T}{0.2} = 0.02 \quad (66)$$

ここで (65) 式は T のいかににかかわらず成立する。(66) 式より T を計算すれば

$$T = 0.24 \text{ (s)} \quad (67)$$

ツィプキンの方法では周期 T は正確に求められる。したがって (67) 式と (60) 式を比較すれば、飽和関数法の結果はほぼ 4% の誤差をもつことがわかる。

なお、この記述関数法を用いて解析してみると、リミットサイクルの周期として、

$$T = 0.24 \text{ s} \dots\dots\dots (68)$$

を得る。このときは、記述関数法は非常に正確な解を与えているが、これだけの精度で解を求めようとすれば、かなりの手数がかかることを忘れてはならない。

(3.4) 各種解析法の比較 一般に非線形制御系のリミットサイクルの解析には

- (1) 位相面による方法
- (2) 記述関数法
- (3) ツィプキンの方法
- (4) 飽和関数法

がある。以下これらの方法の特長を、前記の解析を例にして考えてみる。

位相面による方法が有効に使用できるのは、二次系までであるから、むだ時間や、非整数階積分を含む系はもちろんのこと、(3.3) 節に示した三次系でも適用することはむずかしい。記述関数法は飽和だけでなくバックラッシュ、不感域などの非線形も扱うことができ、また線形部の次数が高くてもよいので、非常に応用の範囲が広い。しかし、波形の高調波分が減衰してしまっ、正弦波なることを仮定しているの、(3.3) 節の例では正解を与えるが、たとえば (3.2) 節の例で、 $n=1$ になると、波形が三角波になるので、周期において 20% 以上の誤差を生じる。したがって記述関数法を用いて、正確な解を得ようとするときは、対象となる系の構成により、適当な補正を行うことが必要であろう。記述関数法を用いるときは、特別の場合を除き線形部のベクトル軌跡を描かなければならないから、やはりかなり困難である。実際 (3.1)、(3.2) 節の例では非常に簡単であるが、(3.3) 節の場合はツィプキンの方法にくらべ、数倍の手間がかかる。しかも波形がどのようになるか全然わからないことが大きな欠点であろう。

ツィプキンの方法は、急しゅんな飽和を含む系のみに適用できる方法ではあるが、解析は非常に容易で、かつ正確である。しかし線形部が複雑になるにつれて、困難さはますますもので、たとえば (3.1)、(3.2) 節のように、極限として非整数階積分になると、解析は不可能である。記述関数法では飽和要素への入力振幅 ε と周波数 ω を仮定して出発するが、ツィプキン

の方法では飽和要素の出力から出発する結果、振幅は与えられており、 ω のみを仮定すればよい。そのため、不明確な要素が一つ減り、解析が非常に容易になっている。

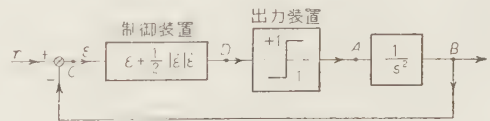
飽和関数法も、急しゅんな飽和を含む系のみに適用できる点、また飽和要素の出力より出発する点、ツィプキンの方法と同様である。系の構成が適当であるため各部の波形が飽和関数として定義されたものに正確に一致するときは、(3.1)、(3.2) 節のように正解を与えるが、定義されていない波形が存在するときは、(3.3) 節のように適当な近似を行う必要があり、誤差を生じる。しかしこの近似が折線近似の Bode 線図上で、簡単に行えるため、解析が非常に容易である点、またリミットサイクルの周期のみならず、振幅も波形も同時にわかる点が重要である。また、系のパラメータを変えたときの影響をみるのは、Bode 線図を仲介としている結果、非常に簡単であるので系の設計にあたっては、有力な方法であろう。もちろん飽和関数法も決して万能ではなく、解析する対象と目標によって、ツィプキンの方法も併わせて用いるとよい。

4. 非線形最適制御系

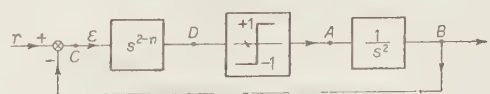
非整数次飽和関数を用いることによって、非線形最適制御系の性質をさらに明らかにすることができ、また、これがむだ時間を含む場合のリミットサイクルも簡単に計算することができる。

(4.1) 非線形最適制御系の非整数階積分による表示 非線形最適制御系は、第 10 図 (a) に示すようなもので、制御装置は誤差 ε とその微分 $\dot{\varepsilon}$ を検出し、 $\varepsilon + |\dot{\varepsilon}|/2$ の正負にしたがって、出力装置よりの出力を $+1$ 、 -1 に切り換えるものである。このような系は、等価的に第 10 図 (b) におくこともできるので、以下この点について説明を加える。

いま、系が周期 T のリミットサイクルの状態にあ



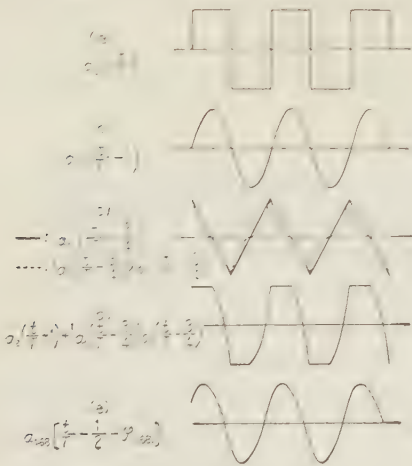
(a) 非線形最適制御系



(b) 非整数階積分による模擬

リミットサイクル $n=1.68$
過渡応答 $n=1.62$

第 10 図 非線形最適制御系



第 11 図 各点の波形

るとすれば A 点の波形は、 $a_0(t/T)$ であるから、各点の波形は次のように求められる。

$$A: a_0\left(\frac{t}{T}\right) \dots\dots\dots (69)$$

$$B: \frac{1}{s^2}a_0\left(\frac{t}{T}\right) = \frac{T^2}{32}a_2\left(\frac{t}{T} - \frac{1}{2}\right) \dots\dots\dots (70)$$

$$\varepsilon: \varepsilon = \frac{T^2}{32}a_2\left(\frac{t}{T} - 1\right) \dots\dots\dots (71)$$

$$\dot{\varepsilon}: \dot{\varepsilon} = \frac{T}{4}a_1\left(\frac{t}{T} - \frac{3}{4}\right) \dots\dots\dots (72)$$

$$D: \varepsilon + \frac{1}{2}|\dot{\varepsilon}| = \frac{T^2}{32}\left[a_2\left(\frac{t}{T} - 1\right) + \left|a_1\left(\frac{t}{T} - \frac{3}{4}\right)\right|\right] \dots\dots\dots (73)$$

$$A: H\left[\varepsilon + \frac{1}{2}|\dot{\varepsilon}|\right] = H\left[a_2\left(\frac{t}{T} - 1\right) + \left|a_1\left(\frac{t}{T} - \frac{3}{4}\right)\right|\right] \dots\dots\dots (74)$$

いま各点の波形を第 11 図に示す。(73) 式において、 $a_2(t/T - 1)$ と $a_1(t/T - 3/4)$ なる位相の異なった波が存在するが、その周期 T を含む係数が外にくくり出されてしまうので、 T がいかにかかわってもこの二つの波の相対的な関係は全く変わらない。したがって(74) 式の $H[\varepsilon + |\dot{\varepsilon}|/2]$ は零次飽和関数になるが、その位相は T に無関係に一定である。

すなわち(74) 式で、 $t/T - 3/4 = t_1/T$ とおき、

$$H\left[\varepsilon + \frac{1}{2}|\dot{\varepsilon}|\right] = H\left[-a_2\left(\frac{1}{4} - \frac{t_1}{T}\right) + \left|a_1\left(\frac{t_1}{T}\right)\right|\right] \dots\dots\dots (75)$$

(75) 式で、 $0 \leq t_1/T \leq 1/4$ では $a_1(t_1/T)$ 、 $a_2(t_1/T)$ の定義を用い、⁽¹⁾

$$\begin{aligned} H\left[\varepsilon + \frac{1}{2}|\dot{\varepsilon}|\right] &= H\left[-8\left(\frac{1}{4} - \frac{t_1}{T}\right)\left\{1 - 2\left(\frac{1}{4} - \frac{t_1}{T}\right)\right\} + 16\frac{t_1^2}{T^2}\right] \\ &= H\left[-1 + 32\frac{t_1^2}{T^2}\right] \\ &= a_0\left(\frac{t_1}{T} - \varphi_a\right) \dots\dots\dots (76) \end{aligned}$$

ここに

$$\varphi_a = \sqrt{\frac{1}{32}} = \frac{1}{4} \times 0.707 \dots\dots\dots (77)$$

ゆえに (76) 式より一般的に

$$H\left[\varepsilon + \frac{1}{2}|\dot{\varepsilon}|\right] = a_0\left(\frac{t}{T} - \frac{3}{4} - \varphi_a\right) \dots\dots\dots (78)$$

(78) 式の示すとおり、位相は T にかかわらず、 $-3/4 - \varphi_a$ で一定である。

一方、第 10 図 (b) のような非整数階積分を含む制御系で各点の波形を求めると、

$$A: a_0\left(\frac{t}{T}\right) \dots\dots\dots (79)$$

$$B: \frac{1}{s^2}a_0\left(\frac{t}{T}\right) = \frac{T^2}{32}a_2\left(\frac{t}{T} - \frac{1}{2}\right) \dots\dots\dots (80)$$

$$C: -\frac{1}{s^2}a_0\left(\frac{t}{T}\right) = \frac{T^2}{32}a_2\left(\frac{t}{T} - 1\right) \dots\dots\dots (81)$$

$$D: \frac{1}{s^n}a_0\left(\frac{t}{T}\right) = K(n) T^n a_n\left[\frac{t}{T} - \frac{1}{2} - \varphi(n)\right] \dots\dots\dots (82)$$

$$\begin{aligned} A: H\left[-\frac{1}{s^n}a_0\left(\frac{t}{T}\right)\right] &= H\left[K(n) T^n a_n\left\{\frac{t}{T} - \frac{1}{2} - \varphi(n)\right\}\right] \\ &= a_0\left\{\frac{t}{T} - \frac{1}{2} - \varphi(n)\right\} \dots\dots\dots (83) \end{aligned}$$

したがって、第 10 図 (b) が (a) と等価なるためには、(83) 式と (78) 式が同じものになることが必要である。すなわち $\varphi(n) = 1/4 + \varphi_1(k)$ を用いれば、(78)、(83) 式より

$$\varphi_1(k) = \varphi_a = \frac{1}{4} \times 0.707 = 0.1768 \dots\dots\dots (84)$$

第 1 図より

$$n = 1 + k = 1.68 \dots\dots\dots (85)$$

このようにして、非線形最適制御系に等価な非整数階積分が得られる。

UDC 681.142: 621.374.32: 517.392

乱数電圧を用いる積分演算器*

資料・論文

35-76

正員 池 辺 潤† 佐 藤 拓 宋††

1. ま え が き

関数の積分，フーリエ変換，相関関数などの積分演算は理工学方面では基本的な演算であり，このために各種の演算装置が研究されていることは周知のとおりである。ここに述べるものは上記の積分演算を目的とした AD 混成形の専用器であり，モンテカルロ法にヒントを得て考案されたものである。本文に示すように，ある範囲の電圧値を一樣な確率でとる不規則電圧（以下これを乱数電圧と呼ぶ）を用いて，被積分関数をそれに対応した不規則パルス列に変換し，これに種類の操作を施すことにより目的を達しようとするものである。この不規則パルス列の統計的性質を利用すると積の積分はきわめて簡単になり，したがってフーリエ変換や相関関数を求めるには好適である。

本文ではまず理論的基礎について述べ，次にこの方法による π の計算，フーリエ変換，相関関数の計算例を示し，最後にこの演算方法に特有な誤差に関して理論的および実験的な検討を行った。

2. 乱数電圧の発生⁽¹⁾⁽²⁾

まずこの演算器の主要部をなす乱数電圧の発生方法について述べる。サイラトロン⁽³⁾の放電時の雑音を増幅して，ある一定の電圧レベルをこえる部分を整形してパルス列に直すと，このパルスの時間に関する確率分布はポアソン分布になることが知られている。そこでこのパルス列でフリップフロップを動作させると，これが，ある時間間隔 Δt_1 の間に r 回反転する確率 $P(r)$ は

$$P(r) = \frac{(\lambda \Delta t_1)^r}{r!} e^{-\lambda \Delta t_1} \dots \dots \dots (1)$$

ただし λ はフリップフロップの毎秒あたりの平均の動作回数であり，入力パルスの粗密に応じてそれぞれ小，大各種の値をとる。

したがって， Δt_1 (s) に偶数回動作する確率は

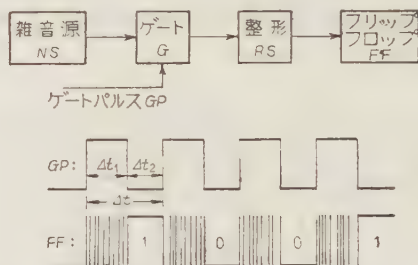
$$\sum_{r=\text{even}} P(r) = e^{-\lambda \Delta t_1} \left\{ 1 + \frac{(\lambda \Delta t_1)^2}{2!} + \frac{(\lambda \Delta t_1)^4}{4!} + \dots \right\} \\ = \frac{1}{2} (1 + e^{-2\lambda \Delta t_1}) \dots \dots \dots (2)$$

同様に奇数回動作する確率は

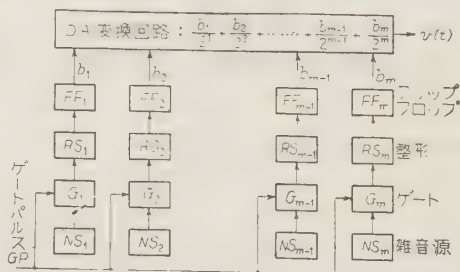
$$\sum_{r=\text{odd}} P(r) = e^{-\lambda \Delta t_1} \left\{ \frac{(\lambda \Delta t_1)}{1!} + \frac{(\lambda \Delta t_1)^3}{3!} + \frac{(\lambda \Delta t_1)^5}{5!} + \dots \right\} \\ = \frac{1}{2} [1 - e^{-2\lambda \Delta t_1}] \dots \dots \dots (3)$$

ここで $\lambda \Delta t_1$ が充分大きければ，フリップフロップが Δt_1 (s) 動作したのちに 0 の状態にある確率と 1 の状態にある確率はほとんど 1/2 に等しい。

そこで第 1 図に示すように，雑音源 NS からのパルス列を，ゲート G (スライスも兼ねる) をゲートパルス GP で開閉することによってフリップフロップ FF に Δt_1 (s) 入れて何回か動作させ，次に Δt_2 (s) 休ませるということをくり返すと， $\Delta t_1 + \Delta t_2 = \Delta t$ (s) ごとに Δt_2 (s) 続くところの，それぞれ確率 1/2 の 0 または 1 の状態を得ることができる。



第 1 図 雑音によるフリップフロップの反転



第 2 図 乱数電圧発生器

* A New Integrator using the Random-voltage. By J. IKEBE, Member (Laboratory of Precision Machinery and Electronics, Tokyo Institute of Technology) & T. SATO, Non-member (Graduate Course, Tokyo Institute of Technology).

† 東京工業大学精密工学研究所

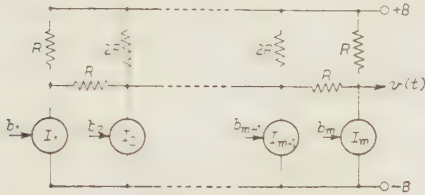
†† 東京工業大学大学院

第2図に示すように、このような回路を m 個並列にしてフリップフロップ FF_i の出力 b_i (1または0) で第3図に示すような DA 変換回路の電流源 I_i を制御 ($b_i=1$ のとき I_i を導通, $b_i=0$ のとき I_i をカットオフする) すれば、第2図の回路の出力 $v(t)$ は

$$v(t) = E_0 \left(\frac{b_1}{2^1} + \frac{b_2}{2^2} + \cdots + \frac{b_m}{2^m} \right) \dots (4)$$

ただし E_0 : 第3図の回路の R, B によって定まる定数

となる。ここで $\text{Prob}(b_i=1) = \text{Prob}(b_i=0) = 1/2$ であ



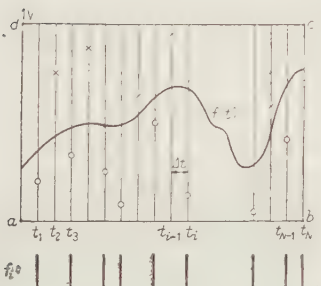
第3図 DA 変換回路

るから、(4) 式の $v(t)$ は $0 \sim E_0(V)$ の間の $E_0/2^m$ おきの離散的な値をそれぞれ等しい確率 $1/2^m$ でとることは明らかである。そこで必要な精度に応じて m を適当に選べば、実質的には振幅が $0 \sim E_0(V)$ の間に一様に分布している電圧が得られる。この $v(t)$ は見方をかえれば 2^m 面の“さいころ”に相当するものである。“さいころ”を振って乱数を作ることはよく知られている。この意味で $v(t)$ を“乱数電圧”と呼ぶことにする。

3. アナログ電圧の積分

いま第4図に示すようにアナログ電圧 $f(t)$ は

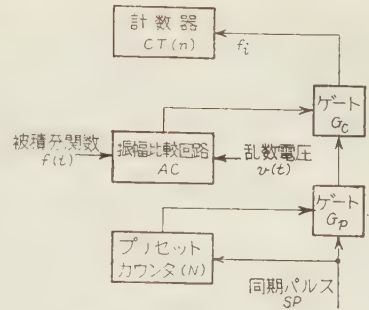
$$0 \leq f(t) \leq 1 \dots (5)$$



第4図 $f(t)$ の f_i への変換

$f(t)$ を第5図で示すように振幅比較回路 AC で比較して、

$$f(t_i) > v(t_i) \dots (6)$$



第5図 積分回路

ならば AC の出力でゲート G_C を開いて、第1図のゲートパルス G_P と同じ周期で、しかも乱数電圧が休止している期間に、ある同期パルス SP 1本を通して、これを計数器 CT に入れ、

$$f(t_i) \leq v(t_i) \dots (7)$$

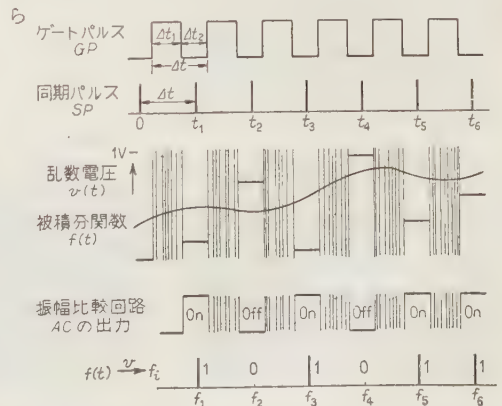
ならば阻止するようにする。

第5図で同期パルスを N 本出すため、プリセットカウンタをあらかじめ N にセットしておき、このようなサンプリングおよび比較を N 回行った結果を第4図で○印 (計数する) および×印 (計数しない) で示す。またゲート G_C の出力パルス列を f_i とし、以後これを乱数電圧 v で $f(t)$ を変換したパルス列と呼び、

$$f(t) \xrightarrow{v} f_i \dots (8)$$

と書く。パルスがあるときは $f_i=1$, ないときは $f_i=0$ とする。第4図の下半にこれを示す。また第6図に第5図の回路の各部分の波形を示す。このパルス列 f_i は $f(t)$ と1対1の対応はないが、ある密接な関係をもっていることは明らかである。そこでこの f_i の性質を調べてみよう。

まず $v(t)$ は $0 \sim 1V$ の間で一様に分布しているか



第6図 積分回路の各部波形

$$\left. \begin{aligned} \text{Prob}(f_i=1) &= f(t_i) \\ \text{Prob}(f_i=0) &= 1-f(t_i) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (9)$$

は明らかである。〔(5) 式に注意〕次に f_i の平均値を $E(f_i)$ 、分散を $V(f_i)$ とすれば、それぞれの定義にしたがって

$$\begin{aligned} E(f_i) &= 1 \times f(t_i) + 0 \times \{1-f(t_i)\} = f(t_i) \\ &\dots\dots\dots (10) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V(f_i) &= E\{f_i - E(f_i)\}^2 = E\{f_i - f(t_i)\}^2 \\ &= \{1-f(t_i)\}f(t_i) \dots\dots\dots (11) \end{aligned}$$

となる。さらに乱数電圧 $v(t)$ の性質から f_i と f_j ($i \neq j$) とは互に独立であるから

$$\begin{aligned} V(f_1+f_2+\dots+f_N) \\ = V(f_1) + V(f_2) + \dots + V(f_N) \\ \dots\dots\dots (12) \end{aligned}$$

これに (11) 式を代入すれば

$$V\left(\sum_{i=1}^N f_i\right) = \sum_{i=1}^N \{1-f(t_i)\}f(t_i) \dots\dots\dots (13)$$

一方 f_i は一つの確率変数列であり、(5) 式に注意すれば“大数の法則”⁽³⁾ が成立して充分大きな N に対して

$$\begin{aligned} \frac{f_1+f_2+\dots+f_N}{N} \\ \simeq \frac{E(f_1)+E(f_2)+\dots+E(f_N)}{N} \\ \dots\dots\dots (14) \end{aligned}$$

この右辺に (10) 式を代入すれば

$$\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N f_i \simeq \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N f(t_i) \dots\dots\dots (15)$$

が得られる。

一方、第4図でサンプリングの間隔 Δt が充分小ならば $f(t)$ の積分 S_1 は

$$S_1 = \int_0^{t_N=N\Delta t} f(t) dt \simeq \sum_{i=1}^N f(t_i) \Delta t \dots\dots\dots (16)$$

であるから、これに (15) 式の関係式を代入すれば、

$$S_1 \simeq \sum_{i=1}^N f(t_i) \Delta t \simeq \Delta t \sum_{i=1}^N f_i \dots\dots\dots (17)$$

この右辺の $\sum f_i$ は第5図の計数器 CT で計数したパルスの本数にはかならない。すなわち

$$\sum_{i=1}^N f_i = n \dots\dots\dots (18)$$

とすれば結局

$$S_1 = \int_0^{t_N=N\Delta t} f(t) dt = n \Delta t \dots\dots\dots (19)$$

となる。ここで Δt はあらかじめわかっているから、計数内容 n で S_1 がわかるわけである。 Δt を $1/10^p$ (s) (p は整数) に選んでおけば、計数した数 n の小数点を p だけずらせば積分値が直ちに数字として表示される。

以上は数学的証明であるが、次のように考えれば直感的には明りようになる。すなわち、第4図で方形 $abcd$ の面積は $\Delta t \times N \times 1$ である。また N 回のサンプリングの中で計数した点 (○印) の数を n とすれば、 N が充分大きい場合には、乱数電圧 (○印と×印の点) は方形 $abcd$ の中で一様に分布していると考えられるから、

$$\frac{S_1}{\text{面積 } abcd} \simeq \frac{n}{N} \dots\dots\dots (20)$$

左辺の分母に $\Delta t \times N \times 1$ を代入すれば (19) 式が得られる。なお説明の便宜上 (5) 式を仮定したが、第3図の DA 変換回路の定数 E_0 を適当に調整すれば、 $f(t)$ を任意の範囲に選べることは明らかである。

4. 積 の 積 分

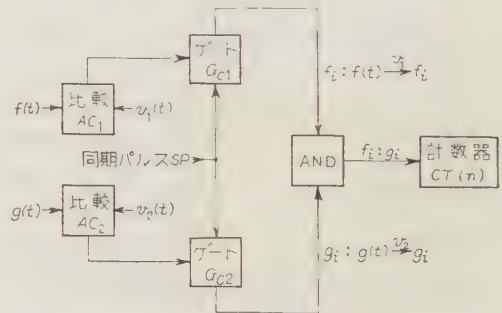
v_1, v_2 を互に独立な乱数電圧とする。ただしおのこの電圧源を制御するゲートパルス (第1図参照) は共用するものとする。いま $f(t), g(t)$ を任意のアナログ電圧とし、 $f(t) \xrightarrow{v_1} f_i, g(t) \xrightarrow{v_2} g_i$ とする。ただし前と同様に、説明の便宜のため

$$0 \leq f(t) \leq 1, 0 \leq g(t) \leq 1 \dots\dots\dots (21)$$

なる条件をつけておく。

さて第7図に示すように、第5図の回路を二つ用いて同一の同期パルス SP によって得られた二つのパルス列 f_i, g_i を AND 回路に入れ、その出力を $f_i \cdot g_i$ とし、これを前と同様に確率変数と考えてその性質を調べてみよう。

まず (9) 式と同様に



第7図 積の積分回路

$$\left. \begin{aligned} \text{Prob}(f_i=1) &= f(t_i) \\ \text{Prob}(f_i=0) &= 1-f(t_i) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(22)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{Prob}(g_i=1) &= g(t_i) \\ \text{Prob}(g_i=0) &= 1-g(t_i) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(23)$$

さらに $f_i \cdot g_i = 1$ または 0 であり, f_i と g_i は互に独立であるから

$$\left. \begin{aligned} \text{Prob}(f_i \cdot g_i=1) &= f(t_i)g(t_i) \\ \text{Prob}(f_i \cdot g_i=0) &= 1-f(t_i)g(t_i) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(24)$$

よって (10) ~ (13) 式にならって $f_i \cdot g_i$ の平均値と分散を求めると, 次のようになる。

$$E(f_i \cdot g_i) = f(t_i)g(t_i) \dots\dots\dots(25)$$

$$V(f_i \cdot g_i) = \{1-f(t_i)g(t_i)\}f(t_i)g(t_i) \dots\dots\dots(26)$$

$$V\left(\sum_{i=1}^N f_i \cdot g_i\right) = \sum_{i=1}^N \{1-f(t_i)g(t_i)\}f(t_i)g(t_i) \dots\dots\dots(27)$$

以上のことから (14) ~ (19) 式で $f(t)$ の代わりに $f(t)g(t)$, f_i の代わりに $f_i \cdot g_i$ を置き換えれば, 証明は全く同様であるから, 積の積分について次の結果が得られる。

$$S_2 = \int_0^{t_N=N\Delta t} f(t)g(t)dt \simeq \sum_{i=1}^N f(t_i)g(t_i)\Delta t \simeq \Delta t \sum_{i=1}^N f_i \cdot g_i \dots\dots\dots(28)$$

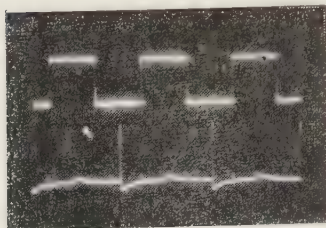
$$\sum_{i=1}^N f_i \cdot g_i = n \dots\dots\dots(29)$$

とすれば

$$S_2 = n\Delta t \dots\dots\dots(30)$$

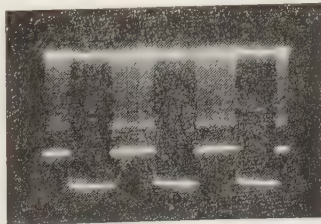
ここで n は, 第7図の AND 回路の出力パルス列 $f_i \cdot g_i$ を計数器 CT で計数したパルスの本数である。したがって, (19) 式で S_1 を求めた場合と全く同様な結論が得られる。上記は二つの関数の積の積分であるが, 三つ以上の場合も全く同様であることは, 上述の証明方法から明らかである。

なお第7図で v_1, v_2 を用いる代わりに一つの乱数



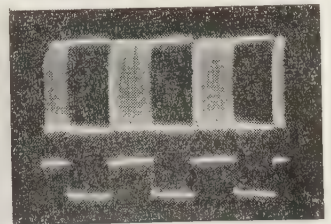
上: ゲートパルス (1kc)
下: 同期パルス

写真 2



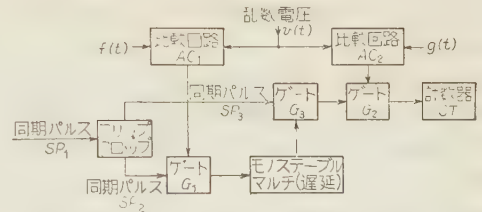
上: フリップフロップ入力
下: ゲートパルス (1kc)

写真 3



上: フリップフロップ出力
下: ゲートパルス (1kc)

写真 4



第 8 図 時分割による積の積分回路

電圧をサンプリング点ごとに交互に用いて (時分割) $f(t)$, $g(t)$ を変換すれば

$$\left. \begin{aligned} f(t) &\xrightarrow{v} f_i: i=1, 3, 5, \dots \\ g(t) &\xrightarrow{v} g_k: k=2, 4, 6, \dots \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(31)$$

が得られる。これらのパルス列は互に Δt (s) だけ位相がずれているから, f_i を Δt (s) だけ遅らせてから g_k と AND をとれば積の積分ができる。実際の回路は第8図に示す。ここでモノステーブルの遅延時間は Δt より若干大きくとってある。

5. 乱数電圧源の調整

まず第1図で, フリップフロップ FF が Δt_1 (s)

動作した後の状態が, 0 か 1 である確率がそれぞれ 1/2 になるように同図のゲート G による雑音のスライスレベルを適当に調整する。確率 1/2 を確かめるには第5図で振幅比較回路 AC の代わりに第1図の

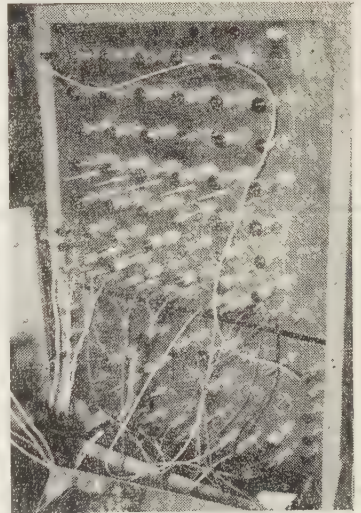


写真 1 乱数電圧発生装置 (上半)

FF でゲート G_0 を開閉し、 $n \approx N/2$ かどうかを調べればよい。

このような調整を第2図の各 FF_i について行い、実際には $m=6$ として乱数電圧源を構成した。写真1にその外観を、写真2~4に第1図の回路の各部の波形を示す。

$m=6$ であるから $v(t)$ として $2^6=64$ とおりの電圧レベルが得られるのであるが、その一様性を検定するために、第5図の回路で $f(t)$ の代わりに既知の直流電圧 E_r を入れた。これは定数 E_r の積分にはかならないから、サンプリングの数を N 、乱数電圧の最大値を E_0 とすれば、充分大きな N に対しては (20) 式により、

$$\frac{S_1}{\text{面積 } abcd} = \frac{\Delta t N E_r}{\Delta t N E_0} = \frac{n}{N} \dots\dots\dots (32)$$

したがって計数器の内容 n は

$$n = N(E_r/E_0) \dots\dots\dots (33)$$

$N=3,000$ 、 $\Delta t=0.01$ s として5回行った検定の結果を第1表に示す。ただし E_0 、 E_r の測定は真空管電圧計によるものであり、また乱数電圧は $m=6$ (64 分割) であるから、大体 2% 以上の精度を云々することは無意味であるが、この表の誤差欄にある数値は乱数電圧の一様性の大体のめやすとしてあげたものである。

なお第5図の積分回路の外観を写真5に、各部の波

形を写真6~8に示す。

6. 応用例と実験結果

(6・1) 定積分による π の計算⁽²⁾ 第4図の $f(t)$ として振幅 $E_0/2$ ($E_0=-15$ V) 周期 $2N\Delta t$ の正弦波の半周期を用いると、

$$\text{面積 } abcd = N \Delta t E_0 \dots\dots\dots (34)$$

$$S_1 = \int_0^{N\Delta t} \frac{E_0}{2} \sin \frac{2\pi}{2N\Delta t} t dt = \frac{E_0}{\pi} N \Delta t \dots\dots\dots (35)$$

したがって (20) 式から

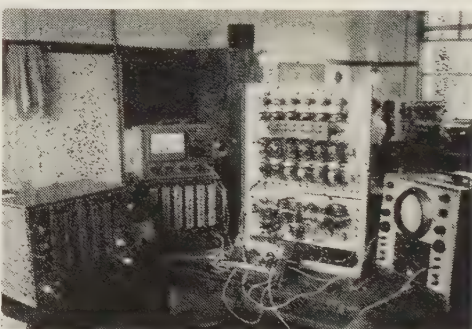
$$\frac{N \Delta t \cdot E_0 / \pi}{N \Delta t E_0} = \frac{n}{N}$$

すなわち

$$\pi = N/n \dots\dots\dots (36)$$

ここで $t_N = N\Delta t = 1$ 、 $\Delta t = 0.01$ s としたため $N=100$ である。 N の大きさに関する評価は7章で述べるが、 $N=100$ は小さ過ぎるため、とりあえず半周期の積分を20回および30回行ってその結果の計数内容を1回のデータとして、これを5回くり返した結果を第2表に示す。

(6・2) $e^{-\alpha t}$ のフーリエ変換⁽⁴⁾ 時分割(第8図)による積の積分の例として、 $f(t) = E_0 e^{-\alpha t}$ 、 $g(t) = E_0$



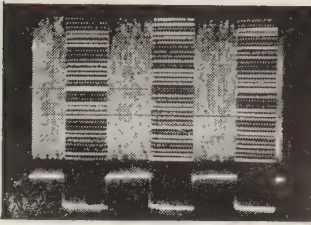
左からプリセットカウンタ、計数器、乱数電圧源(上)、比較回路(下)

写真5 積分器の外観

第1表 一様性の検定

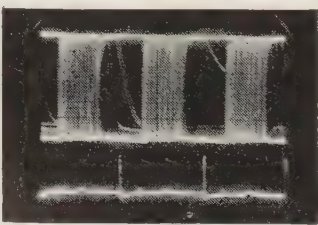
E_r/E_0	1回	2回	3回	4回	5回	合計	理論値	誤差%
0.1	289	316	282	293	300	1,480	1,500	1.33
0.2	605	631	563	587	625	3,011	3,000	0.37
0.3	893	869	885	933	927	4,507	4,500	0.16
0.4	1,214	1,158	1,161	1,223	1,215	5,971	6,000	0.48
0.5	1,487	1,491	1,505	1,525	1,501	7,509	7,500	0.12
0.6	1,798	1,787	1,819	1,808	1,785	8,997	9,000	0.03
0.7	2,095	2,119	2,054	2,066	2,090	10,424	10,500	0.72
0.8	2,388	2,375	2,413	2,401	2,403	11,980	12,000	0.17
0.9	2,709	2,710	2,679	2,690	2,704	13,492	13,500	0.06
1.0	3,000	3,000	3,000	3,000	3,000	15,000	15,000	0.00

注: $E_0 = -15$ V



上: 乱数電圧 $m=5$
下: ゲートパルス (1 kc)

写真6



上: 振幅比較回路出力
下: 同期パルス (1 kc)

写真7



上: 計数器入力 f_i
下: 同期パルス (1 kc)

写真8

第 2 表 π の計算例

回	n	N'/n	回	n	N'/n
1	655	3.05	1	960	3.31
2	643	3.11	2	967	3.10
3	629	3.18	3	976	3.07
4	638	3.13	4	978	"
5	658	3.04	5	955	3.14
平均	645	3.10	平均	967	3.10

注: $N' = N \times 20$
 $= 100 \times 20$
 分散 = 0.14

注: $N' = N \times 30$
 $= 100 \times 30$
 分散 = 0.07

$\times \sin 2\pi f t$ としてフーリエ正弦変換を計算した。 $e^{-\alpha t}$ にはコンデンサの放電を用いた。

E_0 は乱数電圧の最大値であるが、これを単位として考え、以下の計算では省略する。まず理論値は

$$F(f) = \int_0^\infty e^{-\alpha t} \sin 2\pi f t dt$$

$$= \frac{2\pi f}{(2\pi f)^2 + \alpha^2} \quad (37)$$

実験では便宜上次のように二つの項に分けて計算した。すなわち

$$F(f) = \int_0^\infty e^{-\alpha t} [\sin 2\pi f t]_p dt$$

$$- \int_0^\infty e^{-\alpha t} [\sin(2\pi f t + \pi)]_p dt$$

$$= F_1(f) - F_2(f) \quad (38)$$

ただし $[f(t)]_p$: $f(t)$ の正の部分

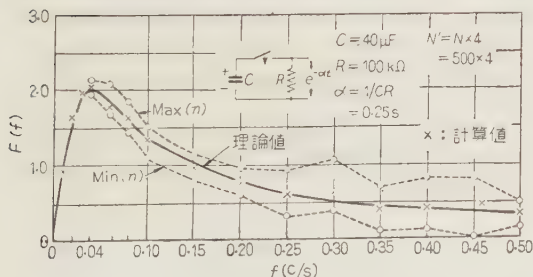
$F_1(f)$ および $F_2(f)$ に対する計算結果をそれぞれ n_1, n_2 とすれば (38) 式から

$$F(f) \simeq n_1 \Delta t - n_2 \Delta t = (n_1 - n_2) \Delta t = n \Delta t \quad (39)$$

$\Delta t = 0.02$ s, $N = 500$ として各周波数に対してそれぞれ 4 回ずつ n を求め、この平均値を (39) 式の n として求めたものを計算値とした。なおデータのばらつきを調べるために各周波数に対して

$$\text{Max}(n) = \text{Max}(n_1) - \text{Min}(n_2) \quad (40)$$

$$\text{Min}(n) = \text{Min}(n_1) - \text{Max}(n_2) \quad (41)$$

第 9 図 $e^{-\alpha t}$ のフーリエ正弦変換

を求めて理論値および計算値と比較したのが第 9 図である。これによれば $N = 500$ (計算値は $N = 2,000$ に相当する) では少なく過ぎて、よい結果が得られないことを示している。なお N と精度の関係は 7 章に述べる。

(6.3) 相関関数 自己相関関数は定義により⁽⁵⁾

$$\varphi(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T f(t) f(t+\tau) d\tau \quad (42)$$

ここで N を充分大とし、 $T = N \Delta t$, $\tau = m \Delta t$ とおき、(28), (29) 式で $g(t) = f(t+\tau)$ としてその関係を用いれば

$$\varphi(m \Delta t) \simeq \frac{1}{N \Delta t} \sum_{i=1}^N f(t_i) f(t_i + m \Delta t) \Delta t$$

$$\simeq \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N f_i \cdot f_{i+m} \quad (43)$$

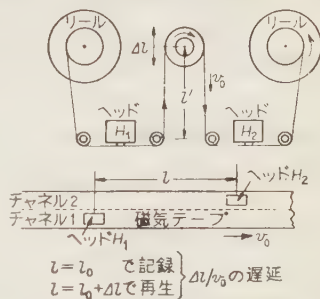
$$\sum_{i=1}^N f_i \cdot f_{i+m} = n \quad (44)$$

したがって

$$\varphi_m \equiv \varphi(m \Delta t) = \frac{n}{N} \quad (45)$$

(44) 式で f_i から f_{i+m} を求めるために第 10 図に示すような磁気テープを用いた。すなわち二つのヘッド H_1, H_2 の間でテープに l (cm) のたるみをもたせ、 $l = l_0$ でチャンネル 1, 2 に同時にパルス列 f_i を記録し、再生時に

$l = l_0 + \Delta l$ とすれば二つの再生パルス列の間には $\tau = \Delta l / v_0$ (s) のずれが生じる。ただし v_0 (cm/s) はテープの送り速度である。実物を写真 9 に示す。



第 10 図 パルス列の遅延要素

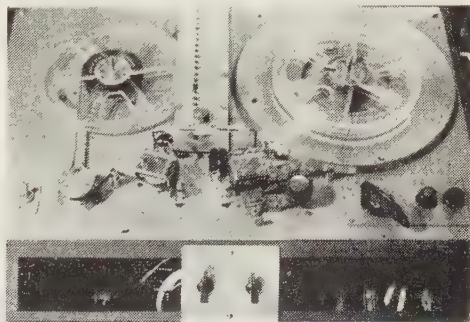
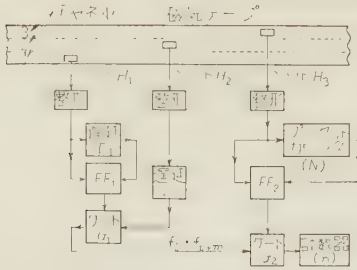
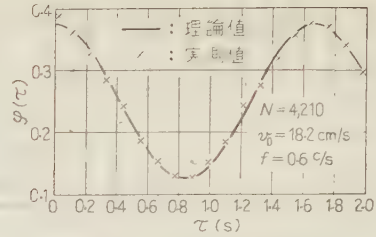


写真 9 遅延要素



第 11 図 相関器の構成回路



第 12 図 相関関数の実測

測の結果を第 12 図に示す。ただし $N=4,210$, $v_0=18.2\text{ cm/s}$, $f=0.6\text{ c/s}$, $\Delta t=0.01\text{ s}$ である。

7. 演算誤差と N に関する検討

この演算器では積分すべきアナログ量が与えられると、それに応じて乱数電圧のレベル数 (2^m) を与える m と、サンプリングの間隔 Δt を定めていわゆる量子化を行うわけであるが、この段階ではある誤差についてはすでに周知のことであるから省略し、これ以後の本器固有の演算誤差について検討することにする。

まず回路として問題になる部分は、第 3 図の AD 変換回路と第 5 図その他で用いている振幅比較回路である。これらにきわめて高い精度を要求することには無理であるが、1~2% 程度の精度にすることは決して困難ではない。もともとこの演算器は 1% 前後の精度で比較的簡単にアナログ量の積の積分を行うことを目的としているものであるから、上述の二つの回路は注意して作れば大して問題にはならない。重要なのはやはり確率論を応用する演算原理に関する吟味であろう。すなわち、本器によれば求める結果は計数器の容量 n とサンプリングの数 N とに左右される。そこで、ここでは確率論における中心極限定理を用いてこれらに関する検討を行い、実験と比較して得られた結論について述べることにする。

(7・1) n と N の関係 第 4 章で述べたように、 $f(t)$ の積分も $f(t)g(t)$ の積分も理論的には全く同様に取り扱えるから、ここでは簡単のために $f(t)$ の積分について述べるが、結論はそのまま積の積分にもあてはまることはもちろんである。

まず $f(t)$ を乱数電圧 v によって変換したパルス列 f_i は、0 または 1 の値をとる互に独立な確率変数であるから、“中心極限定理”⁽⁷⁾ が成立する。すなわち、(12) 式において

$$V_N = V\left(\sum_{i=1}^N f_i\right) = \sum_{i=1}^N V(f_i) \dots\dots\dots (48)$$

とすれば

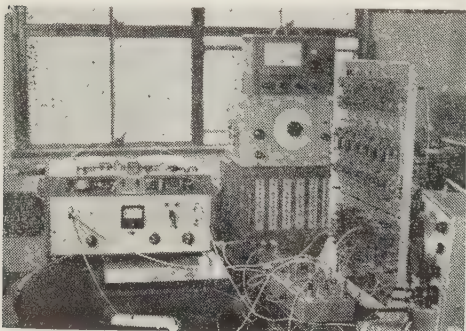


写真 10 自己相関器

$$\frac{\sum_{i=1}^N f_i - \sum_{i=1}^N E(f_i)}{\sqrt{V_{N_N}}} \dots\dots\dots (49)$$

の確率分布は N の増大とともに、平均値 0、分散 1 の正規分布 $\Phi(0, 1)$ にいかほどでも近づく。

49 式に 10、(13)、(18 式を代入すれば

$$\frac{n - \sum_{i=1}^N f(t_i)}{\sqrt{\sum_{i=1}^N \{1 - f(t_i)\} f(t_i)}} \dots\dots\dots (50)$$

の分布が $\Phi(0, 1)$ に近づくことになる。ここで特に

$$f(t) = c \dots\dots\dots (51)$$

として定数 c と N の種々の値に対して (50) 式の分布を検討すれば、一般に $f(t)$ が時間関数の場合にもその取り扱い方が明らかになる。

(51) 式を (50) 式に代入して分母分子を N で割れば

$$\frac{n/N - c}{\sqrt{c(1-c)/N}} \dots\dots\dots (52)$$

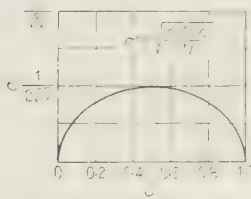
が $\Phi(0, 1)$ に近づくから、分子の $n/N - c$ の標準偏差 σ は

$$\sigma = \sqrt{c(1-c)/N} \dots\dots\dots (53)$$

となる。第 13 図に示すように、 N が一定ならば σ は $c=1/2$ のときに最大になり、その値は

$$\sigma = 1/2\sqrt{N} \dots\dots\dots (54)$$

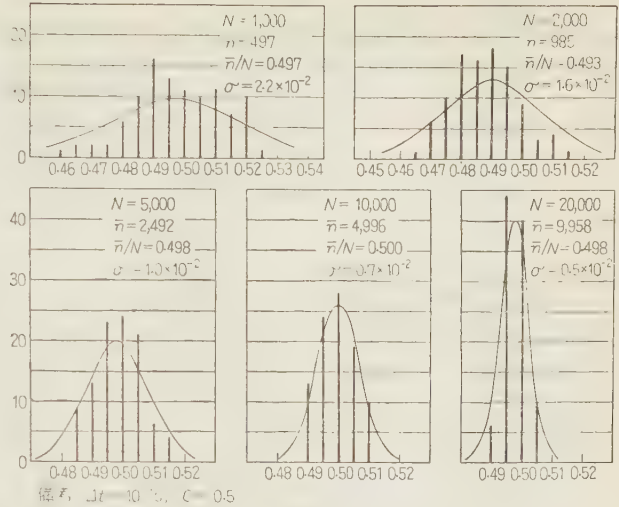
である。そこで第 5 章と同じ実験を行い、種々の N に



第 13 図 分散 σ の値

この実験ではサンプリングの間隔を $\Delta t = 10^{-3}$ s とし、各図面は 100 回ずつの実測結果を 2 捨 3 入して 0.005 おきにその回数を求めて描いたものである。

第 14 図によれば $N=5,000$ 以上では大体 n/N の分布は平均値 c の正規分布と考えられ、たとえば $N=$



第 14 図 n/N の分布 (c 一定)

10,000 では n/N がその平均値 $c=0.5$ の偏差 3% (0.015) 以内にはいる確率は、 $\sigma=0.7 \times 10^{-2}$ だから

$$\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_{-2\sigma}^{2\sigma} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} dx = 0.95 \dots\dots\dots (55)$$

となり、また $N=20,000$ とすれば精度 2% の値が 0.95 の確率で、精度 3% の値は 0.997 の確率で求まることになる。実測ではこれらの確率はすべて 1 である。その他の N の場合にも n/N のばらつきは (53) 式の示す理論値よりも良好である。したがって現在のところ、振幅比較回路、DA 変換回路の精度を考え合わせば、乱数電圧源に対しては $m=6 \sim 7$ 、サンプリングの数については $N=1 \sim 20,000$ 程度で充分であり、これ以上増しても大して意味はないことがわかった。

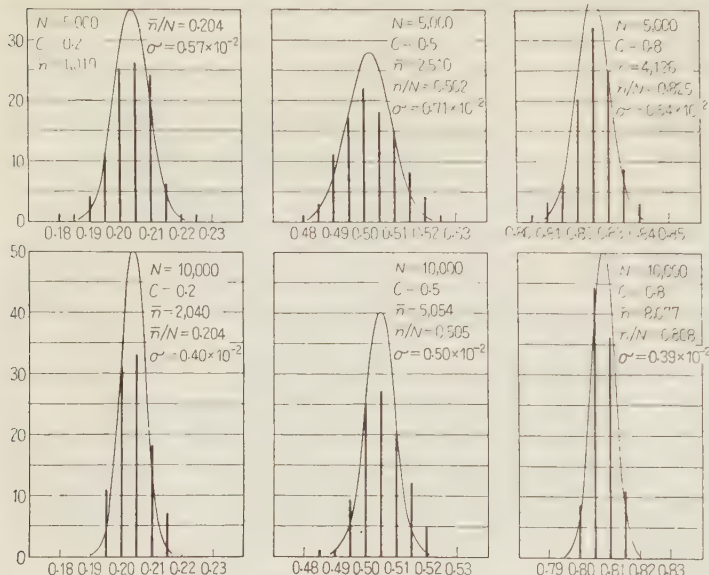
(7.2) n と c の関係と計算精度 第 13 図によれば $c=1/2$ で最大であり、 c がこれより増えても減っても減少する。これを確かめるために $N=5,000$ と $N=10,000$ の場合に、 c を 3 とおりに変えて行った実験結果を第 15 図に示す。

以上は n/N の分散に関する検討であるが、計算精度を決定するものは

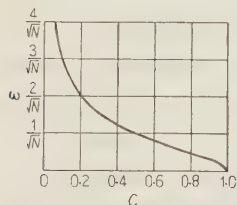
$$\frac{n/N - c}{c} \dots\dots\dots (56)$$

の分散である。これを ε とすれば (52) 式の分母分子を c で割って、

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{1-c}{Nc}} \dots\dots\dots (57)$$

第 15 図 n/N の分布 (N 一定)

が得られる。これは第 16 図に示すように N が一定ならば c の減少とともに増大する。第 9 図には明らかにこの傾向が現われている。したがってこの

第 16 図 誤差 ε の値

いるようにするとよい。

時間関数 $f(t)$; $0 \leq f(t) \leq 1$ が与えられた場合には、これをたとえば

$$F(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}f(t) \quad \text{.....(58)}$$

のように修正して演算を行えば、実質的には (51) 式で $1/2 \leq c \leq 1$ の場合になり、(53), (57) 式に関連して吟味した結論を用いることができる。

8. 計算速度と精度の向上

積分時間が定まっている場合には N を増すために、また N が定まっている場合には積分時間を短縮するためにサンプリングの間隔 Δt をできるだけ小さくしたい。まず、(2) (3) 式で $e^{-2\lambda \Delta t_1}$ が 1 に対して省略できるためには、たとえば

$$e^{-2\lambda \Delta t_1} = 0.001 \quad \text{.....(59)}$$

とすれば

$$\lambda \Delta t_1 = 3.5 \quad \text{.....(60)}$$

すなわち、 Δt_1 (s) に乱数電圧源の各フリップフロップは数回反転をする必要があるから、第 1 図で雑音源の性質から Δt_1 の下限が定まる。雑音発生用のサイラト

ロンを用いる場合には数メガサイクルくらいまでの雑音源が得られるから、これをスライスして整形した出力 (第 1 図参照) には平均数百キロサイクルのランダムなパルス列が得られるだろう。したがって (60) 式を考慮すれば、サンプリング周期の上限としては 100 kc くらいまでは可能であろう。現在はサンプリング周期は 10 kc 以下で実験を行っているが、要は (2), (3) 式の左辺の確率がそれぞれ $1/2$ でありさえすればよいのであるから、今後は別種の雑音源を利用することも考慮し、また部分回路も改良してサンプリングの高速化を図り、アナログ電圧を短時間ずつ積分してゆくことにより、本器を低周波数信号の AD 変換器として利用する問題も検討したい。

(昭和 35 年 2 月 15 日受付)

文 献

- (1) 河田・国沢：現代統計学 (下巻) p. 190 (昭 34)
- (2) 佐藤：自動制御 6, No. 6, 310 (昭 34)
- (3) 国沢：近代確率論 p. 122 (昭 26)
- (4) 池辺・佐藤：自動制御研究集会資料 115, 47 (昭 34-11)
- (5) 池辺：自動制御 4, No. 2, 112 (昭 32)
- (6) 佐藤：自動制御研究集会資料 113, 6 (昭 34-9)
- (7) 国沢：近代確率論 p. 149 (昭 26)

UDC 621.313.012.8

Variable Phase Shifter を用いた電気機械 の等価回路の誘導法*

資料・論文

35-77

正員 宮 入 庄 太†

1. 緒 言

電気機械を解析する方法として、微分方程式による方法はもっとも厳密にして、しかも複雑な現象をも表示しうるものであるが、各部の特性におよぼす影響などの直観的はあくなどには必ずしも便利でない。これに反して等価回路による方法は、電気機械の特性の全部をあらわしうるとは限らないが、これにより各部相互の影響を知ったり、各部の特性におよぼしている相互関係などを直観的にはあくするにはつごうがよく、あたかも機械における設計図面のように複雑な電気機械の電磁現象を簡潔に示しうる。また最近電気計算機の使用が普及し、交流計算盤などの使用には、このような等価回路が役立つわけである。さらにまたこの等価回路から必要な基礎方程式を逆に打ち立てることも容易であるので、もし等価回路が容易に得られる場合は、この方程式を得るための手段としての等価回路の意義もまた大きいわけである。

さて Kron 氏⁽¹⁾はすでに電気機械の等価回路に一つの大系を樹立した。同氏の回転機の等価回路作製の方法は Revolving field theory に基づき、正相軸、逆相軸の電気機械の等価回路なるものを自明のものとし、これを単位とし外部の静止回路をこの軸に変換付加し、また必要があればこれからさらに Cross field theory に基づく直交二軸の等価回路を得る方法などを述べているが、あまりに直観にすぎ、等価回路誘導の理論的基礎が説明されていないため、未知の現象への応用は困難である。

筆者は竹内氏の多軸行列法⁽²⁾に理論的根拠をおき、筆者が定義する Variable phase shifter なるものを用いるとホロノーム系の機械はもちろん非ホロノーム系の機械をも一貫した方法のもとに、その等価回路が機械的に誘導され、しかもこの結果は Kron 氏の直観的誘導法に明解な説明を与える部分が少なくないことを知った。以下にこれを述べて諸賢のお叱声を仰がんと

する次第である。

2. ホロノーム機のインピーダンス行列

電気機械を解析するにあたって選ばれた電流座標軸が、導体にしっかりと固定されているような場合がここにいうホロノーム機械である。このホロノーム機の過渡インピーダンス行列 $[Z_0]$ は常に対称行列で、これを対称座標行列 $[A]$ で変換すると

$$[Z] = [A]_t^* [Z_0] [A] \dots\dots\dots (1)$$

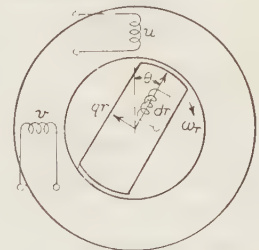
となり、 $P = d/dt$ を形式的に実数とみなすと $[Z]_t^* = [Z]$ の関係になるので、 $[Z]$ をエルミート行列とみなすことができる。したがってこの場合のトルクテンソル $[G]$ を実数部 $[G]_r$ と虚数部 $[G]_i$ とに分けると、 $[G]_r$ は対称行列、 $[G]_i$ は交代行列になり、トルク T は次のようになる。

$$\begin{aligned} T &= \frac{\partial}{\partial \theta} (\text{磁気エネルギー}) \dots\dots\dots (2) \\ &= \frac{1}{2} \{ [i]_t^* [G] [i] \}_r \\ &= \frac{1}{2} \{ [i]_t^* [G]_r [i] \}_r [N\text{-m/極対}] \dots\dots (2') \end{aligned}$$

$[Z_0]$ および $[Z]$ の上記の性質をよく理解しておくこと、これを即座に書き下したり、式の検討をするなどの場合にきわめて有益である。

今後は説明の便宜上、二相突極同期機を例にとりつつ説明を加えることにする。

第1図は回転界磁形の二相同期機で、回転子は時計方向に ω_r なる電気角速度で回転しているものとする。いま回転子が静止しているものと考え、固定子が



第1図 $\theta = \omega_r t + \phi$

逆に反時計方向に ω_s で回転していることになり、 u, v の位相関係については v が u より進んでいるとしなければならない。そこで起磁力分布は正弦波であると

* The Method of Setting Up the Equivalent Circuits of Electrical Machinery by Means of the Variable Phase Shifter.
By S. MIYAIRI, Member (Tokyo Institute of Technology).

† 東京工業大学電気工学科、電気機械学講座担当

	u	v	dr
u	$R_s + pl_s + pL_s + pL_D \cos \theta$	$-pL_D \sin 2\theta$	$p(L_s + L_D) \cos \theta$
$[Z_0] = v$	$-pL_D \sin 2\theta$	$R_s + pl_s + pL_s - pL_D \cos 2\theta$	$-p(L_s + L_D) \sin \theta$
dr	$p(L_s + L_D) \cos \theta$	$-p(L_s + L_D) \sin \theta$	$R_r - pl_r - pL_D + L_s$

..... (3)

假定して(3)式を得る。

上式の $[Z_0]$ は、界磁巻線 dr の有効巻数は固定子巻線のそれに等しいものと假定した結果であるが、異なる場合は同じ巻数に等価的に換算することができるので、この假定は一般性を失うものではない。そして

$$L_s = (L_d + L_q)/2, \quad L_D = (L_d - L_q)/2$$

であり、 L_d 、 L_q は直軸、横軸の有効インピーダンスである。

	f	b	r
u	1	1	
v	j	$-j$	
dr			2

$$[A] = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot [v] \quad \dots\dots\dots (4)^*$$

	f	b	r
f	$R_s + pl_s + pL_s$	$pL_D \varepsilon^{j2\theta}$	$p(L_D + L_s) \varepsilon^{j\theta}$
$[Z] = [A]^* [Z_0] [A] = b$	$pL_D \varepsilon^{-j2\theta}$	$R_s + pl_s + pL_s$	$p(L_D + L_s) \varepsilon^{-j\theta}$
r	$p(L_s + L_D) \varepsilon^{-j\theta}$	$p(L_s + L_D) \varepsilon^{j\theta}$	$2(R_r + pl_r + p(L_D + L_s))$

..... (5)

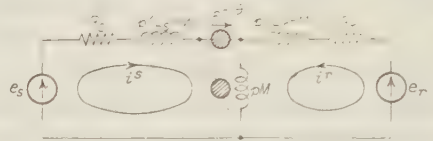
5) 式の過渡インピーダンステンソルは、 p を実数とみなすとエルミート行列になるが、このようなエルミート行列をここでは、「形式的なエルミート行列」と呼ぶことにする。

3. Variable phase shifter と これを導入した等価回路

Kron 氏はスリップリングを通る電流、電圧に Variable phase shifter なるものを導入して電気機械内の電流電圧と電気機械外のそれらを結合して等価回路を構成した。筆者はこのような Variable phase shifter の意義と用途を拡張し、(5) 式の $M \varepsilon^{j\theta}$ のような周期的に変わる相互誘導に適用すると、(5) 式のような形式的エルミート行列は一つの等価回路で示されることを知った。たとえば

$$\begin{bmatrix} e_s \\ e_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & pM \varepsilon^{j\theta} \\ pM \varepsilon^{-j\theta} & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (6)$$

上の (6) 式に対しては第2図のようにするのである。



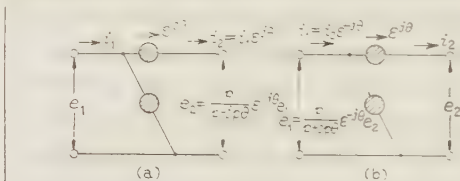
第 2 図 (6) 式の等価回路

図の \odot は Variable phase shifter の記号で、この数式的取り扱い上の規約は第3図に示すときものとする。

第3図の (a) と (b) は一次側の諸量で示すか、二次

	f	b	r
f	$R_s + pl_s + pL_s$	$pL_D \varepsilon^{j2\theta}$	$p(L_D + L_s) \varepsilon^{j\theta}$
$[Z] = [A]^* [Z_0] [A] = b$	$pL_D \varepsilon^{-j2\theta}$	$R_s + pl_s + pL_s$	$p(L_D + L_s) \varepsilon^{-j\theta}$
r	$p(L_s + L_D) \varepsilon^{-j\theta}$	$p(L_s + L_D) \varepsilon^{j\theta}$	$2(R_r + pl_r + p(L_D + L_s))$

..... (5)



第 3 図 Variable phase shifter の定義

側の諸量で示すかの相違で両者の定義は矛盾しない。これを数式的に示すと

(a) に対して

$$\begin{bmatrix} e_2 \\ i_2 \end{bmatrix} = [\bar{V}_\theta] \begin{bmatrix} e_1 \\ i_1 \end{bmatrix}$$

(b) にたいして

$$\begin{bmatrix} e_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = [\bar{V}_{(-\theta)}] \begin{bmatrix} e_2 \\ i_2 \end{bmatrix}$$

..... (6a)

ただし、 $[\bar{V}_{(-\theta)}]$ はその内容をも示した Variable phase shifter の記号で

* 回転子は単相で正相軸電流と逆相軸電流が相等しい。 i_r はこの正相軸電流でもあり、逆相軸電流でもある。

$$\left\{ \begin{aligned} \bar{V}(\theta) &= \left\{ \frac{p}{p-jp\theta} \varepsilon^{j\theta} \right\} \varepsilon^{j\theta} \dots\dots\dots (6b) \\ \bar{V}(\theta)^{-1} &= \bar{V}(-\theta) \end{aligned} \right.$$

とする。以下冗長をさけるため、「Variable phase shifter」を $[\bar{V}]$ で示し、その内容をも示す場合には $[V(\theta)]$ とする。上の規約にしたがうときは第2図の i^r 回路に対しては

$$\begin{aligned} e_r &= \{R_r + pL_r - M\}i^r + pM_1 i^r + i^s \varepsilon^{-j\theta} \\ &= R_r + pL_r i^r + pM \varepsilon^{-j\theta} i^s \end{aligned}$$

となり、また i^s 回路に対しては

$$\begin{aligned} e_s &= \{R_s + p(L_s - M)\}i^s \\ &+ \frac{p}{p-jp\theta} \varepsilon^{j\theta} \{pM(i^s \varepsilon^{-j\theta} + i^r)\} \\ &= (R_s + pL_s)i^s + pM \varepsilon^{j\theta} i^r \end{aligned}$$

となり、(6)式を満足することがわかる。

$[\bar{V}(\theta)]$ に上記の規約を与えた場合、この入力、出力の関係がどうなるかを次に調べてみる。第3図(a)において

$$\text{電気的入力 } P_i = [e_1 i_1^*]_r$$

$$\text{電気的出力 } P_o = \left[\left(\frac{p}{p-jp\theta} \varepsilon^{j\theta} e_1 \right) (i_1 \varepsilon^{j\theta})^* \right]_r$$

$$= P_i + \left[\left(\frac{jp\theta}{p} e_1 \right) i_1^* \right]_r$$

ただし $[\]_r$ は実数部の意味である。

$$\text{いま } P_M = [(jp\theta/p \cdot e_1) i_1^*]_r$$

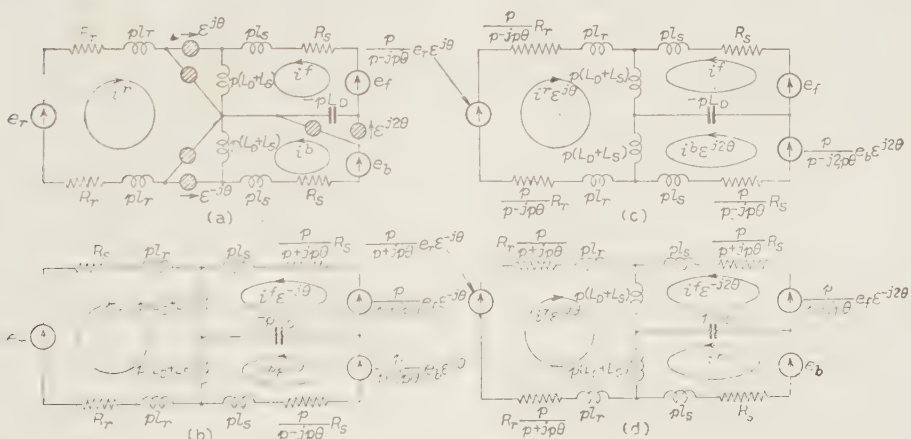
とし、これを(b)図で示すと

$$\begin{aligned} &= \left[\left(\frac{jp\theta}{p} \cdot \frac{p}{p+jp\theta} \varepsilon^{-j\theta} e_2 \right) (i_2 \varepsilon^{-j\theta})^* \right]_r \\ &= \left[\left(\frac{jp\theta}{p} e_2 \right) i_2^* \right]_r \end{aligned} \dots\dots\dots (7)$$

となるが、この P_M は $[\bar{V}(\theta)]$ の機械的入力を意味する。そして第2図のように $[\bar{V}(\theta)]$ の含まれた等価回路では、とりもなおさずこの電気系の機械入力であるから、今後は $[\bar{V}(\theta)]$ の機械入力 P_M を電気系の機械入力と考えておいたほうが便利である。

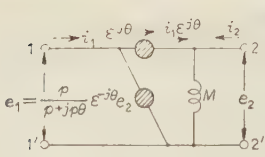
さて、このような $[\bar{V}]$ を導入するときには形式的エルミート行列は対称行列と同様容易に等価回路に示すことができ、(5)式からは第4図(a)の等価回路を得ることができる。

この場合のトルクを(5)式と(2)式から求めると



第 4 図

$$\begin{aligned} T &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} i^f & i^b & i^r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f & b & r \\ -2jL_D \varepsilon^{-j2\theta} & -j(L_D + L_S) \varepsilon^{-j\theta} & j(L_D + L_S) \varepsilon^{j\theta} \\ -j(L_S + L_D) \varepsilon^{-j\theta} & j(L_D + L_S) \varepsilon^{j\theta} & 2jL_D \varepsilon^{j2\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i^f \\ i^b \\ i^r \end{bmatrix} \\ &= [-j2L_D(i^b \varepsilon^{j2\theta})(-i^f)^* + j(L_D + L_S)(i^r \varepsilon^{j\theta})i^f^* \\ &\quad + j(L_D + L_S)(i^r \varepsilon^{-j\theta})(-i^b)^*]_r \dots\dots\dots (8) \end{aligned}$$



第 5 図

(8) 式の結果は
 $[\bar{V}(\theta)]$ を次のよう
 に考えた結果に一
 致する。たとえば
 第 5 図において
 (7) 式から

$$P_M = \left[\left(\frac{j p \theta}{p} e_2 \right) (i_1 \varepsilon^{j \theta})^* \right]_r$$

上式に $e_2 = p M (i_1 \varepsilon^{j \theta} + i_2)$ (9)

を代入，整理すると

$$P_M = [j p \theta \cdot M i_2 (i_1 \varepsilon^{j \theta})^*]_r$$

したがって発生トルク T は

$$[Z'] = [K]_t^* [Z] [K] =$$

$$T = -P_M / p \theta = [j M (i_1 \varepsilon^{j \theta}) i_2^*]_r \text{ (N-m/極対)} \quad \dots\dots\dots (10)$$

以上の結果を第 4 図 (a) の $[\bar{V}(\theta)]$, $[\bar{V}(-\theta)]$, $[\bar{V}(2\theta)]$ に適用すると簡単に (8) 式が得られる。

4. Variable phase shifter の消去

第 4 図のように $[\bar{V}]$ がそう入された ままでは電流などの計算に不便であるので，これを消去する必要がある。

$$[K] = \begin{matrix} & \begin{matrix} f' & b' & r' \end{matrix} \\ \begin{matrix} f \\ b \\ r \end{matrix} & \begin{bmatrix} \varepsilon^{j \theta} & & \\ & \varepsilon^{-j \theta} & \\ & & 1 \end{bmatrix} \end{matrix} \quad \dots\dots\dots (11)$$

$$\begin{matrix} & \begin{matrix} f' & b' & r' \end{matrix} \\ \begin{matrix} f' \\ b' \\ r' \end{matrix} & \begin{bmatrix} R_s + (p + j p \theta) (l_s + L_s) & (p + j p \theta) L_D & (p + j p \theta) L_D + L_s \\ (p - j p \theta) L_D & R_s + (p - j p \theta) (l_s + L_s) & (p - j p \theta) (L_D + L_s) \\ p (L_D + L_s) & p (L_D + L_s) & 2 \{ R_r + p (l_r + L_D + L_s) \} \end{bmatrix} \end{matrix}$$

$$[e'] = \begin{matrix} f' \\ b' \\ r' \end{matrix} \begin{bmatrix} e_f \varepsilon^{-j \theta} \\ e_b \varepsilon^{j \theta} \\ e_r \end{bmatrix} \quad [i'] = \begin{matrix} f' \\ b' \\ r' \end{matrix} \begin{bmatrix} i_f \varepsilon^{-j \theta} \\ i_b \varepsilon^{j \theta} \\ i_r \end{bmatrix} \quad [e'] = [Z'] [i'] \quad \dots\dots\dots (11')$$

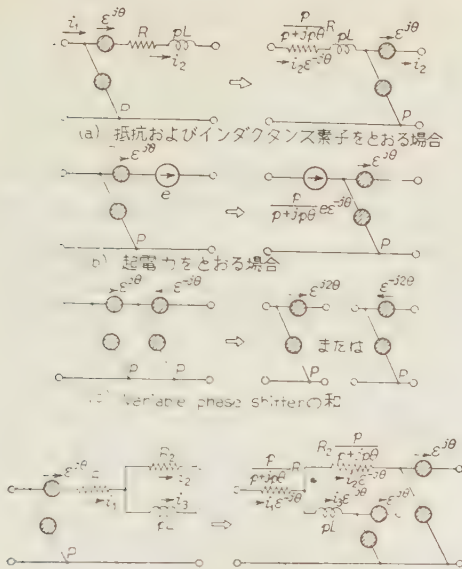
となる。これから等価回路を得るためには (11') 式の両辺に左から

$$\begin{matrix} & \begin{matrix} f' & b' & r' \end{matrix} \\ \begin{matrix} f' \\ b' \\ r' \end{matrix} & \begin{bmatrix} p / (p + j p \theta) & & \\ & p / (p - j p \theta) & \\ & & 1 \end{bmatrix} \end{matrix} \quad \dots\dots\dots (12)$$

を乗ずる。ただしこの場合 $p \neq 0$ なるものとする。この結果は対称行列となり

$$[Z''] = \begin{matrix} & \begin{matrix} f'' & b'' & r'' \end{matrix} \\ \begin{matrix} f'' \\ b'' \\ r'' \end{matrix} & \begin{bmatrix} R_s / \frac{p}{p + j p \theta} + p (l_s + L_s) & p L_D & p (L_s + L_D) \\ p L_D & R_s / \frac{p}{p - j p \theta} + p (l_s + L_s) & p (L_s + L_D) \\ p (L_s + L_D) & p (L_s + L_D) & 2 \{ R_r + p (l_r + L_D + L_s) \} \end{bmatrix} \end{matrix}$$

$$[e''] = \begin{matrix} f'' \\ b'' \\ r'' \end{matrix} \begin{bmatrix} p / (p + j p \theta) \cdot e_f \varepsilon^{-j \theta} \\ p / (p - j p \theta) \cdot e_b \varepsilon^{j \theta} \\ e_r \end{bmatrix} \quad [i''] = [i'] \quad [e''] = [Z''] [i''] \quad \dots\dots\dots (13)$$



第 6 図 Variable phase shifter の移動

ある。多軸行列法では電流式を(11)式で座標変換して(4)式、(11)式による変換は絶対変換であるが、(12)式による(13)式への変換は電流を不変とする変換で、絶対変換ではない。さてここで〔Z''〕は対称行列であるから等価回路に示されて第4図(b)を得る。このような経過をたどらずに直接第4図(a)から第4図(b)を得るためには、〔V〕の定義から誘導される第6図に示す規約にしたがい、〔V〕を移動消去するといふ。この場合〔V〕の基点(第6図中の点Pをここで基点と呼ぶことにする)はインピーダンス、または起電力を通過させてはならない。また分岐点を通る場合はともに全枝路に Variable phase shifter を作用させなければならない。

また Variable phase shifter の消去のための移動方向を変えると、いままでと別の第4図の(c)と(d)が

$$[K'] = \begin{matrix} & \begin{matrix} f' & b' & r' \end{matrix} \\ \begin{matrix} f \\ b \\ r \end{matrix} & \begin{bmatrix} 1 & & \\ & \epsilon^{-j2\theta} & \\ & & \epsilon^{-j\theta} \end{bmatrix} \end{matrix}$$

$$[K''] = \begin{matrix} & \begin{matrix} f' & b' & r' \end{matrix} \\ \begin{matrix} f \\ b \\ r \end{matrix} & \begin{bmatrix} \epsilon^{j2\theta} & & \\ & 1 & \\ & & \epsilon^{j\theta} \end{bmatrix} \end{matrix}$$

得られる。そして前者は〔K'〕、後者は〔K''〕で変換してのち誘導された等価回路に相当する。

さてここで第4図(a)から(b)(c)(d)の三つの等価回路が得られたが、(b)は回転子電流 i_r の軸、(c)は固定子電流の正相軸、(d)は逆相軸にそれぞれ立って他の電流軸を相対的に眺めて求めた等価回路で、その示している内容は同一のものでなければならない。

いままでに述べてきた例では〔V〕は幸に消去できたが、常にこのようになるとは限らない。テンソル解析法で、どんな方法を講じてインピーダンス行列の要素中から θ の時間変数を消すことができないような場合には、Variable phase shifter 法で等価回路を作ろうとする場合も〔V〕の全部は消去できないのであって、このような場合については6章に述べる。

5. 等価回路の運用

(5.1) 計算に便利な等価回路素子の表示 等価回路素子の非直線性を無視すると重ね合せの理が適用できる。そこで複数の起電力がそう入されている等価回路は、代数的に同じ角周波数 $f\omega_0$ の起電力のみを抽出し、これに対する定常電流は等価回路中の p を $p = jf\omega_0$ として求められる。 ω_0 は基準の角周波数で、回路定数のリアクタンスなどはこの角周波数で示される。 f はある起電力の周波数の基準周波数に対する比で正または負の無次元の数である。いま $v = \omega_r/\omega_0$ すると

$$\frac{p}{p-jp\theta} R = \frac{f}{f-v} R$$

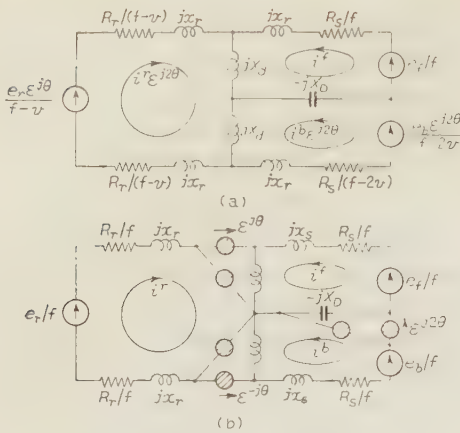
$$\frac{p}{p-jp\theta} (\epsilon e^{j\theta}) = \frac{f}{f-v} (\epsilon e^{j\theta})$$

$$pl_0 = f j x_0$$

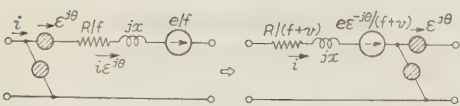
などとなる。

次にこの起電力とインピーダンスを f で割っても電流には変わりはない。このようにすると、たとえば第4図(c)は第7図(a)のように改められる。そして第7図(a)の結果を直接誘導するためには、第4図(a)を最初から第7図(b)のような形で書き、〔V〕の移動を第8図に示すように定めるとよく、これはKron氏の結果とよく一致する。このような方法が進めると、もう一つの利点がある。それはたとえば第4図(b)で e_r は直流、 $e_f = E/\sqrt{2} \epsilon^{j\omega_r t}$ 、 $e_b = E/\sqrt{2} \epsilon^{-j\omega_0 t}$ 、 $\theta = \omega_r t + \varphi$ の場合は $p=0$ となり、不合理な結果を生ずる。これは等価回路構成の際(12)式における $p \neq 0$ なる条件に反したためである。本節で述べた方法によると、 f で再び割っているため、このような不合理な結果は自然とさけられる。

(5.2) 電流の周波数およびトルク いままでに誘



第 7 図



第 8 図

導した等価回路上の電流は初めの周波数と異なっているが、電流の大きさは初対称軸電流と一致している。そして初対称軸上の電流の周波数を知るには、それを通る等価回路上の抵抗の分母をみればよい。すなわちその角周波数は等価回路の基準角周波数 ω_0 に抵抗の分母の数を乗じたものである。また $[\bar{V}]$ を消去して得た等価回路はこれを消去する前の等価回路と電力の等価性は失われているので、電力関係はさほど簡単には考えられない。これは $[\bar{V}]$ の移動消去は必ずしも絶対変換ではないからである。しかし前述のように電流、磁束したがって磁気エネルギーなどの等価性は保たれているから発生トルクは (2) 式を等価回路上に適用することによって求められる。

たとえば第 7 図 (a) に (2) 式を適用する。このとき x_r, x_s の磁気エネルギーは θ には無関係で

$$T = \frac{\partial}{\partial \theta} \frac{1}{2} [(L_D + L_S) |i^r e^{j\theta} + i^f|^2 + (L_S + L_D) |i^r e^{j\theta} + i^b e^{j2\theta}|^2 - L_D |i^f - i^b e^{j2\theta}|^2] \quad (14)$$

となり、これを整理すると (8) 式に一致する。

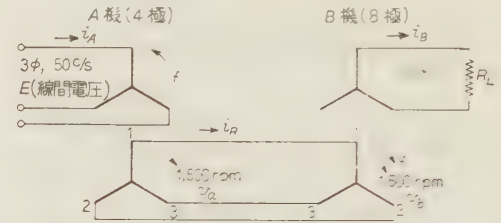
また特別の場合として、電源電圧に $[\bar{V}]$ が作用せずに誘導された等価回路では、絶対変換が保守されていて $[\bar{V}]$ によって示された機械力は抵抗素子中に消費される電力の変化になって示される。たとえば第 2 図において $e_r=0$ のときの機械出力 P_M は

$$P_M = \frac{R_r}{1-v} |i^r e^{j\theta}|^2 - R_r |i^r|^2$$

また同期ワットのトルク T_s は

$$T_s = \frac{R_r}{1-v} |i^r|^2$$

(5.3) 等価回路利用法の一例 第 9 図は A, B 2 機の巻線形誘導機を縦続結合し、A 機に三相 50 c/s の平衡電圧を印加し、B 機に R_L の抵抗を単相負荷し、回転子を 1,500 rpm で回転させたときの結線を示す。いまこの場合につき等価回路を求めると第 10 図 (a)



第 9 図 巻線形誘導電動機の縦続接続

のようになる。この図において

$$e_f = \frac{E}{\sqrt{2}} e^{-j\omega_0 t}, \quad \theta_a = -\omega_0 t, \quad v_a = p \theta_a / \omega_0 = -1$$

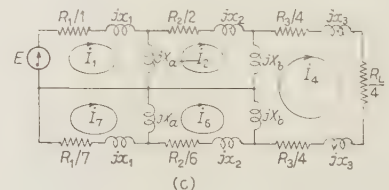
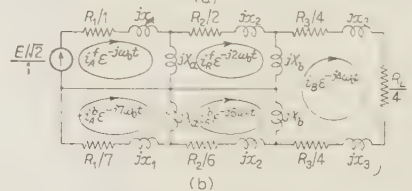
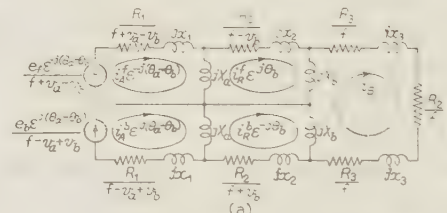
$$e_b = \frac{E}{\sqrt{2}} e^{-j\omega_0 t}, \quad \theta_b = 2\omega_0 t, \quad v_b = p \theta_b / \omega_0 = 2$$

$i_A^f, i_A^b: i_{A1}, i_{A2}, i_{A3}$ の正相分, 逆相分

$i_R^f, i_R^b: i_{R1}, i_{R2}, i_{R3}$ の正相分, 逆相分

よっていま

$$e_f e^{-j(\theta_a - \theta_b)} = E / \sqrt{2} \cdot e^{j4\omega_0 t}$$



第 10 図

なる起電力のみが加った場合を考えると、 $f=4$ として第 10 図 (b) が得られる。

$$e_b \varepsilon^{j(\theta_a - \theta_b)} = E/\sqrt{2} \cdot \varepsilon^{-j4\omega_0 t}$$

が加わる場合は $f=-4$ となり、第 16 図と全く共役の関係が得られる。そこで両者を併わせてベクトルの取り扱い、(c) 図が得られ、これから I_1, I_2, \dots, I_7 を求める。

しかるとき

$$i_A^f = I_1/\sqrt{2} \cdot \varepsilon^{j\omega_0 t} + I_7^*/\sqrt{2} \cdot \varepsilon^{-j7\omega_0 t} = i_A^{b*}$$

$$i_R^f = I_2/\sqrt{2} \cdot \varepsilon^{j2\omega_0 t} + I_6^*/\sqrt{2} \cdot \varepsilon^{-j6\omega_0 t} = i_R^{b*}$$

となり

$$i_A = \{1/\sqrt{2} I_1 \cos(\omega_0 t + \varphi_1)$$

$$+ \sqrt{2} I_7 \cos(7\omega_0 t + \varphi_7)\}/\sqrt{3}$$

$$i_{R1} = \{\sqrt{2} I_2 \cos(2\omega_0 t + \varphi_2)$$

$$+ \sqrt{2} I_6 \cos(6\omega_0 t + \varphi_6)\}/\sqrt{3}$$

$$i_{B1} = \sqrt{2} I_4 \cos(4\omega_0 t + \varphi_4)$$

$$\text{ただし } \varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_7 : I_1, I_2, \dots, I_7 \text{ の位相角}$$

またトルク T_s 、消費ワット P_s 、第 10 図 (a) において (14) 式を適用し

$$T_s = -jv_a X_a i_A^f \varepsilon^{j\theta_a - \theta_b} - i_R^f \varepsilon^{j\theta_b} *$$

$$+ [jv_b X_b i_R^f]$$

$$+ [jv_a X_a (I_1 I_2^* + I_7^* I_6)]$$

上式に上に求めた結果を代入すると

$$= [jv_a X_a (I_1 I_2^* + I_7^* I_6)]$$

$$- jv_b X_b [I_2 I_4^* + I_1 I_6^*]_r$$

$$+ [jv_a X_a (I_1 I_6 \varepsilon^{j5\omega_0 t} + I_2^* I_7^* \varepsilon^{-j8\omega_0 t})$$

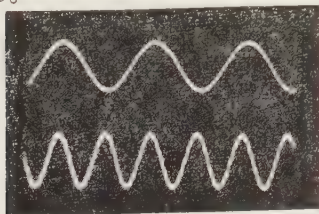
$$- jv_b X_b (I_2 I_4 \varepsilon^{j\omega_0 t} + I_4^* I_6^* \varepsilon^{-j8\omega_0 t})]_r$$

上式の第 2 項は脈動トルクである。また負荷端子電圧 V_L は

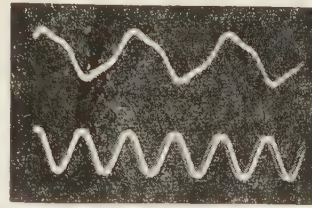
$$V_L = R/4 \cdot I_4 I_4 = R_1 I_1$$

上式による計算結果と実験値の比較検討した結果は、きわめてよく一致することがわかったが、この際の電流、電圧波形を第 11 図に示す。

これによると無負荷時スリップリングの電圧波形は正弦波であるにもかかわらず、負荷時はひずんでいるわけであるが、これはこの等価回路より明らかである。



第 11 図 (a)



第 11 図 (b)

6. Variable phase shifter の

消去できない場合の計算法

たとえば普通の単相交流発電機は負荷電流が流れていると、電機子反作用のために第 3, 5, 7, ... 等の高調波起電力が生じて、電圧、電流波形がひずむことは周知のとおりであるが、このような機械では $[\bar{V}]$ の全部を消去することはできない。またテンソル解析法では、この場合にはインピーダンス行列の要素中に θ のはいた項があることに相当する。このような場合、テンソル解析法では

$$[i] = [Z]^{-1}[e] = [Z_0 + Z_\theta]^{-1}[e] \dots (15)$$

ただし $[Z_0]$: $[Z]$ において θ を含んだ素子を除いたインピーダンス行列。 $[Z_\theta]$: $[Z]$ において θ を含んだ素子のみからなるインピーダンス行列

(15) 式を級数に展開して

$$[i] = [Z_0]^{-1}[e] - [Z_0]^{-1}[Z_\theta] \cdot (\text{第 1 項})$$

$$+ [Z_0]^{-1}[Z_\theta] \cdot (\text{第 2 項})$$

$$- [Z_0]^{-1}[Z_\theta] \cdot (\text{第 3 項})$$

$$+ [Z_0]^{-1}[Z_\theta] \cdot (\text{第 4 項}) \dots \dots \dots$$

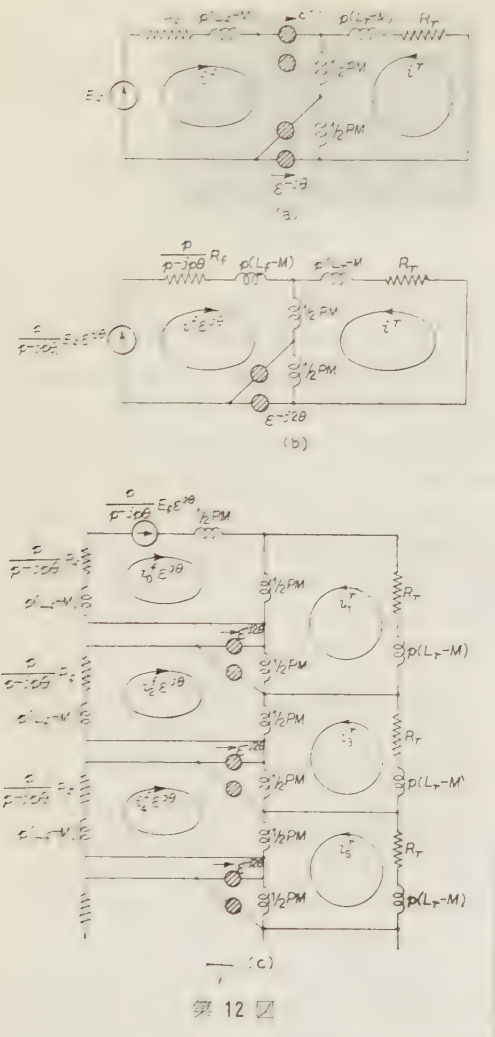
として計算することができる。⁽³⁾ $[\bar{V}]$ の消えない等価回路では次の例に示すような方法を取り、その結果はいままでの方法で得たものと同じになる。

例 1. 単相同期発電機(非突極とする) 負荷インピーダンスは $R_r + jL_r$ の中に含め、界磁巻線側は電機子巻線の有効巻数に等価的に変換したものとし、第 4 図において固定子単相の条件 $i^f = i^b$ 、非突極の条件 $L_D = 0$ を入れると第 12 図 (a) が得られる。これから $[\bar{V}(\theta)]$ を左回りに移動消去して第 12 図 (b) になる。

かつて渡辺氏が変圧器の反射理論なるものを発表された。⁽⁴⁾ これは変圧器の電流を求める場合に、一次に電圧を印加する。この i_1 により二次に起電力 pMi_1 が生じ、これにより二次に i_2 が流れる。この i_2 により一次に pMi_2 の起電力が生じ、これにより i_3 が生ずる。このように無限にくり返すと

$$\text{一次電流} = i_1 + i_3 + i_5 + \dots$$

$$\text{二次電流} = i_2 + i_4 + i_6 + \dots$$



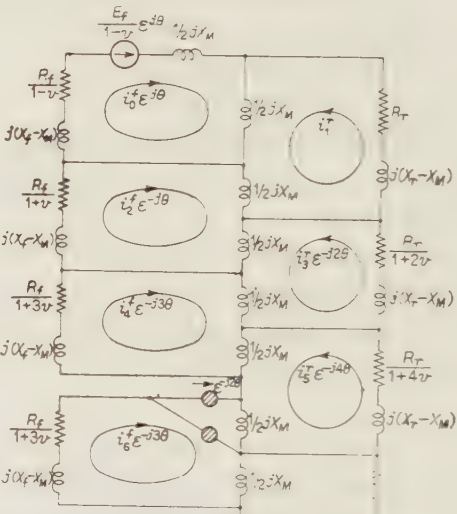
第 12 図

として求められ、この無限級数の和は従来の結果のみに着目して得る結果と一致するというのである。

さて第 12 図 (b) の $[\bar{V}]$ の含まれた等価回路の $[\bar{V}]$ に対して、上述の反射理論の概念を適用すると第 12 図 (c) のようになり、これから $[\bar{V}]$ を逐次上のほうから消去してゆくと、第 13 図のようになる。

7. 非ホロノーム機の等価回路

多軸行列法では直流機、交流整流子機のような非ホロノーム機はブラシの位置により定まる整流行列で変換して、その特性式が得られることが明らかにされている。第 14 図を多軸行列法の Primitive machine とし、このインピーダンス行列 $[Z]$ は



第 13 図

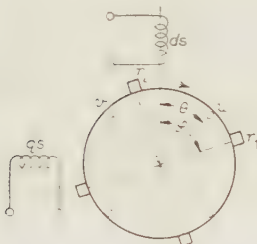
	ds	qs	u	v
ds	$R_s + pL_s$		$pM \cos \theta$	$pM \sin \theta$
qs		$R_s + pL_s$	$-pM \sin \theta$	$pM \cos \theta$
u	$pM \cos \theta$	$-pM \sin \theta$	$R_r + pL_r$	
v	$pM \sin \theta$	$pM \cos \theta$		$R_r + pL_r$

これを $[A]$ で変換すると

	f_s	b_s	f_u	b_u
ds	1	1		
qs	j	$-j$		
u			1	1
v			j	$-j$

$$[Z'] = [A]_t^* [Z] [A] = \begin{matrix} & \begin{matrix} f_s & b_s & f_u & b_u \end{matrix} \\ \begin{matrix} f_s \\ b_s \\ f_u \\ b_u \end{matrix} & \begin{bmatrix} R_s + pL_s & & pM\varepsilon^{j\theta} & \\ & R_s + pL_s & & pM\varepsilon^{-j\theta} \\ pM\varepsilon^{-j\theta} & & R_r + pL_r & \\ & pM\varepsilon^{j\theta} & & R_r + pL_r \end{bmatrix} \end{matrix}$$

上式の等価回路は第 15 図 (a) になる。



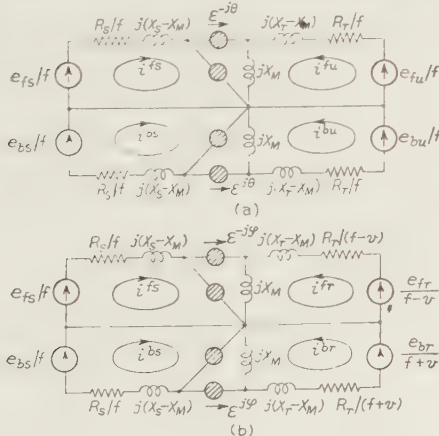
第 14 図 多軸行列法の Primitive machine

$$\begin{pmatrix} i^{fs} \\ i^{bs} \\ i^{fu} \\ i^{bu} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & & & \\ & 1 & & \\ & & \varepsilon^{-j(\theta-\varphi)} & \\ & & & \varepsilon^{j(\theta-\varphi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i^{fs} \\ i^{bs} \\ i^{fr} \\ i^{br} \end{pmatrix}$$

ただし、 i^{fr} , i^{br} は i^{r1} , i^{r2} の対称軸電流で次の関係がある。

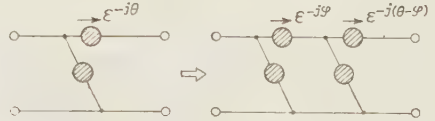
$$\begin{pmatrix} i^{fr} \\ i^{br} \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1-j & \\ & 1+j \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i^{r1} \\ i^{r2} \end{pmatrix}$$

これから上の変換行列で座標変換をし、インピーダンス行列から θ を駆逐するのが多軸行列法の常道である



$$\begin{aligned} i^{fr} &= i^{fu} \varepsilon^{j(\theta-\varphi)}, & i^{br} &= i^{bu} \varepsilon^{-j(\theta-\varphi)} \\ e_{fr} &= e_{fu} \varepsilon^{j(\theta-\varphi)}, & e_{br} &= e_{bu} \varepsilon^{-j(\theta-\varphi)} \end{aligned}$$

第 15 図



第 16 図 Phase shifter の分解

が、これを Variable phase shifter 法により行い、その等価回路を求めるには第 15 図 (a) 中の $[V]$ をたとえば第 16 図に示すように分離したのち、いままで述べたと全く同じ方法で移動消去すると、第 15 図 (b) が得られる。

結局、最初に $\varepsilon^{j(\theta-\varphi)}$ などの Variable phase shifter を移動消去するのは、これによって該等価回路上の電圧、電流にその機械に与えられた条件を与え、一般から特殊化するためである。次にこの一二の応用例を示す。

応用例 1. 単相反発電動機 単相反発電動機の条件としては、第 15 図 (b) において

$$\begin{aligned} \text{固定子単相: } i^{fs} &= i^{bs} = i^s / \sqrt{2} \\ e_{fs} + e_{bs} &= e_s / \sqrt{2} \end{aligned}$$

$$\text{回転子単相: } i^{fr} = i^{br} = i^r / \sqrt{2}$$

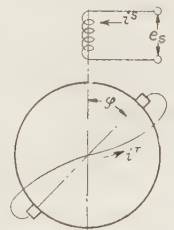
$$\text{ブラシ短絡: } e_{r1} = (e_{fr} + e_{br}) / \sqrt{2} = 0$$

上の条件を第 15 図 (b) に代入、さらに電圧とインピーダンスに同じ数を乗じても電流は変わらないから正相回路には $f-v$ 、逆相回路には $f+v$ を乗じ、かつ電流 0 の枝路は切断すると第 18 図 (a) が得られる。

第 18 図 (a) において起電力を $1/\sqrt{2}$ 、インピーダンスを $1/2$ とすると電流は $\sqrt{2}$ 倍になり、さらにこれをベクトルで示すと第 18 図 (b) になる。

応用例 2. 他励直流電動機 反発電動機に比較すると、この場合は

$$\begin{aligned} \varphi &= 90^\circ, & e_{r1} &= (e_{fr} + e_{br}) / \sqrt{2} = E_a \text{ (直流)} \\ e_s &= E_s \text{ (直流)}, & f &= 0 \end{aligned}$$



第 17 図 単相反発電動機

8. 結 言

以上述べてきたことを要約すると

(1) ホロノーム機の瞬時値対称軸上での過渡インピーダンス行列は、形式的エルミート行列になる。

(2) そこで $pM\epsilon^{j\theta}$ などの要素に Kron 氏の Variable phase shifter を拡張して適用すると、これが含まれた等価回路を容易に作るができる。そしてこの等価回路は、電磁現象を素直に示した電気機械のモデルである。Kron 氏の Variable phase shifter は誘導機、同期機のスリップリングに用いた一種の移相変換機であるが、筆者の $pM\epsilon^{j\theta}$ などへの適用は同じ名称を用いたとはいえ大きな拡張である。

(3) Variable phase shifter の物理的意義とその取扱い方を述べ、等価回路においてこれを消去する方法を述べた。

(4) Variable phase shifter が消去できない場合の物理的意義を述べ、その取扱い方を論じた。

(5) 非ホロノーム機の等価回路も特別な取扱い方をすることなく、等価回路が誘導されることを二三の例をもって示した。

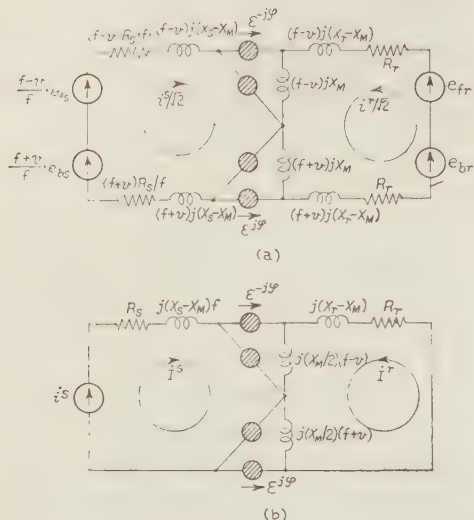
この筆者の述べた Variable phase shifter による等価回路の誘導法はすべての機械に一貫し統一された等価回路の誘導法であって、その理論的根拠は竹内氏の本論文に求めることができる。なお本論文では本法の骨子を平易に述べようと試み、実際の運用にあたって述べておいたほうがよいと思われる事項も多々あるが、これらは紙数の関係上割愛した。

また Cross field theory に基づいた直交軸上の等価回路には、一切触れなかったが、これらに対しては後の機会に譲りたい。終りに本等価回路の実験的検討に従事された本学卒業生南、藤田の両君に感謝の意を表す。

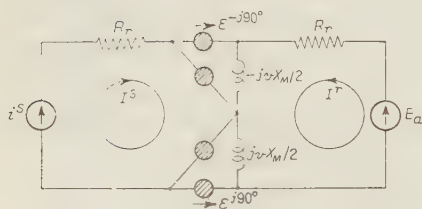
(昭和 35 年 3 月 14 日受付)

文 献

- (1) G. Kron: Equivalent Circuit of Electric Machinery (1951) John Wiley
- (2) J. Takeuchi: Matrix Theory of Electrical Machinery (1958) オーム社
- (3) J. Takeuchi: 同上 p. 245~255
- (4) 渡辺: 電気評論 (昭 5-8); 電学誌 50, 775 (昭 5)



第 18 図 単相反発電機の等価回路 ($f=1$),



第 19 図 他励直流機の等価回路 ($v=\omega_r/\omega_0$, 実際の回転は $-\omega_r$)

よって第 18 図の関係から第 19 図が得られる。ここで再び E_a, I_r, I_s を ω_0 の角周波数の電圧、電流と考えるとこの等価回路の実現が可能になる。

また上の例では、Constant phase shifter 定電流源などが等価回路にはいったが、ある機械に対しては、理想変圧器を必要とする場合もあり、一般に非ホロノーム機では簡単でない場合が多い。したがってこの場合の等価回路はそれ自体完全な等価回路を望むよりも解析の過程としてこれを用いることに価値を見出すことができる。

UDC 621.3.032.216:621.385.833

酸化物陰極の電子顕微鏡的研究*

資料・論文

35-78

正員 菅田 栄治†

正員 中村 勝吾†

1. 結 言

真空管製造過程において、陰極の炭酸塩を真空中で加熱分解し、酸化物陰極に変換するいわゆる分解操作、ならびにそれに引き続く活性化操作の適切な条件を明らかにすることは、真空管製造技術のもっとも基本的な要請である。しかるに、酸化物陰極としての動作に関する基礎的な機構については、多くの研究成果が発表されているにもかかわらず、製作技術の面では、きわめて古い資料を除いて、二三の成果が公表されているにすぎない。^{(1)~(3)} 現在の酸化物陰極の動作に関する基礎的な考え方と製作技術との結びつきを明らかにすることは重要な問題である。

酸化物陰極は、空気中ではきわめて不安定であるため、陰極の表面構造についてはわずかにX線回折法によって、結晶の平均的な大きさの観察がなされているにすぎない。^{(4)~(7)}

最近矢沢、矢向氏⁽⁸⁾および広田氏⁽⁹⁾によって、空気中で不安定で、しかもポーラスな表面のレプリカ作製の方法が見出された。一方上田氏⁽¹⁰⁾によって、特殊な試料室を用い、分解時における陰極の外形変化の直接連続観察がなされ、ようやくこの問題が取り上げられるようになった。

筆者もレプリカ法によって、酸化物陰極の熱分解過程における分解条件、活性化の条件が陰極の表面構造および活性度に重要な関係をもつことを見出し、二三の結果を報告した。⁽¹¹⁾⁽¹²⁾

ここでは炭酸塩分解時の温度、ガス圧、活性化温度が陰極表面構造におよぼす影響ならびに陰極表面構造と陰極活性度との関係を系統的に調べ、陰極の分解活性化の条件決定に対する指導原理を与えるとともに、酸化物陰極における SrO の役割について、電子顕微鏡的に得られた結論および炭酸塩の沈殿条件の相違が、分解後の陰極の表面構造、活性度におよぼす影響について、実験的に得られた結論ならびにこれに対する考察をまとめて記述する。

2. 実験方法

(2.1) レプリカ作製法 レプリカ作製法は前記の広田氏⁽⁹⁾の方法を転用した。ただ SiO 薄膜の接着に軟化点の充分低い (100°C) 市販品 “Bioden R. M.” (応研理化製) を採用し、その方法の概要を次に示す。

(a) 酸化物陰極表面に SiO (カーボンでもよい) を蒸着、表面構造を固定する。

(b) 空気中に取り出し、加圧、(500 g/cm²) 加熱 (100~120°C) 粉体レプリカ法によって、“Bioden R. M.” の上に蒸着された SiO レプリカ膜を接着する。

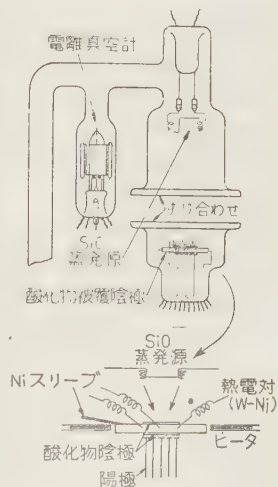
(c) 残留した酸化物陰極物質を約 1% の HNO₃ で溶解、水洗する。

(d) ゲルマニウムでシャドーを施し、カーボンを蒸着してレプリカ膜を補強する。

(e) “Bioden R. M.” をアセトンで溶解し、メッシュにのせて検鏡する。

(2.2) 炭酸塩分解法および実験装置 標準分解条件 (必ずしも最適条件ではない) として次の方法を用いた。すなわち真空度が 2×10^{-4} mmHg をこえないように徐々に温度を上げて 10 min で 1,280°K に達し、この温度で約 5 min おいて分解を完了した。実験に用いた真空鐘ならびに電極構造の略図を第 1 図上図に示す。

任意の真空度、温度で分解する場合は次の方法を用いた。すなわち、分解温度だけが異なり他の条件が同じ試料を多数同時に作製するため、第 1 図下図のように、1 本の平角形 Ni スリーブの中央部のみに炭酸塩被覆を残し他をけずり取る。2 本のヒータを両端からそう入してそれぞれの



第 1 図 電極構造

ヒータの加熱電力を別々に調整すると、分解温度程度で被覆部分の両端の温度差が 200~300°K となり、し

* A Study of Oxide Coated Cathode with Electron-Microscope.
By A. SUGATA, Member & S. NAKAMURA, Member
(Faculty of Engineering, Osaka University).

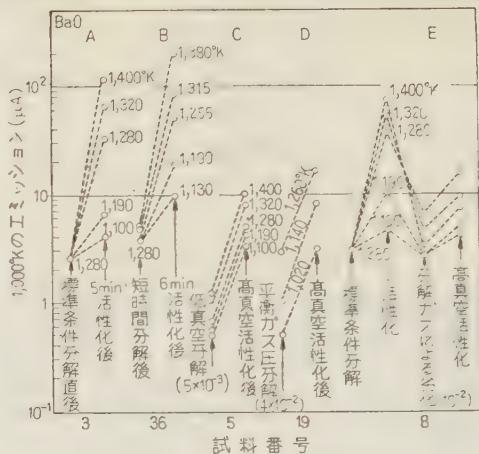
† 大阪大学工学部電子工学科教室

かも温度こう配をはば一定にすることができた。試料各部の温度は W-Ni 熱電対で 3 個所実測した値から内そう法で推定した。陰極表面各部の活性度を測定するため、第 1 図下図のように、レプリカをとる側と反対側の面に対してそれぞれ独立の 5 個の陽極を設けた。陰極全面を測定温度 (950~1,050°K) に下げて、各陽極の電流を同時に測定して陰極の活性度とした。

3. 実験結果

(3.1) 高真空分解の場合

(1) BaO 陰極 炭酸塩分解時の真空度が 2×10^{-4} mmHg をこえないように徐々に温度を上げるとき、1,000°K 前後までは元の炭酸塩の外形ならびに各粒子の表面状態に変化がない。この状態では分解未了でエミッションは検出できない。分解温度が 1,050°K をこえると、各粒子の表面は次第に角ばってきて、しかも各粒子の表面に微小な立方晶結晶面が現われる。第 2 図(b)は前記の標準条件で分解した陰極表面である。元の炭酸塩粒子の相互間にはくっつき合い、粒子間

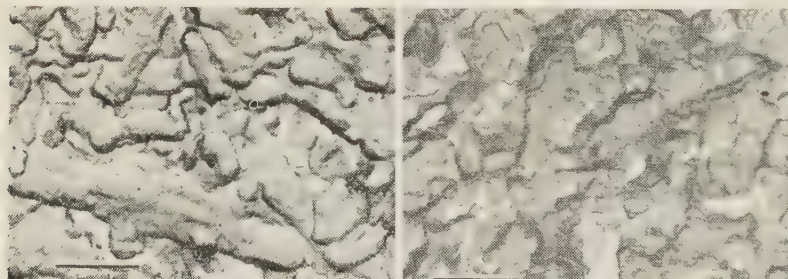


第 3 図 BaO 陰極の処理条件による活性度の変化

準条件の陰極面第 2 図(b)と酷似してくる。しかしエミッションは第 3 図曲線 B に示すように標準条件の場合よりも多い値におちつく。1,330~1,400°K で加熱活性をすると、酸化物の微結晶はさらに成長している。

(2) (BaSr)O 陰極

真空度 2×10^{-4} mmHg をこえないよう徐々に分解する場合、分解の始まる 1,045°K に達すると、炭酸塩の各粒子表面にきわめて微小な結晶 (200~300 Å) が認められる。1,280~1,320°K の高温でも単元塩陰極よりも融



(a) 1,200°K 短時間(瞬間分解)

(b) 1,280°K, 5 min (標準条件分解)

第 2 図 分解完了後の BaO 陰極面

の融合が始まっている。酸化物の結晶面が各所に鮮明に認められ、その大きさは 2,000 Å 程度に成長している。分解直後はこの状態でも活性度がきわめて悪い。高真空中で活性化すれば、エミッションは急激に増加する、(第 3 図曲線 A) しかし表面状態はこれ以上変化しない。

第 2 図(a)は予備ガス出しの後、分解温度 1,200°K まで急激に上げ、約 1 min で分解を終えた陰極の表面である。1,200°K に達すると管内ガス圧は一時的に 10^{-2} mmHg に達するが、15~20 s ぐらいで真空度は回復する。分解時間が短いと炭酸塩粒子間の融合は少ない。その後 1,280°K で約 3 min 活性化すると、標



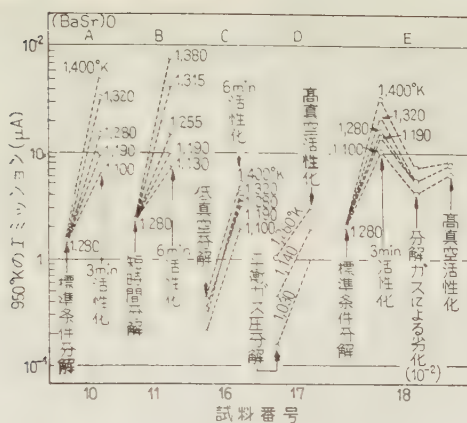
(a) 分解完了(最大ガス圧 10^{-2} mmHg)

(b) 活性化後

第 4 図 短時間に瞬間的に分解された (BaSr)O 陰極ならびに活性化後の変化を示す図

合は少なく酸化物の結晶の成長も遅い。

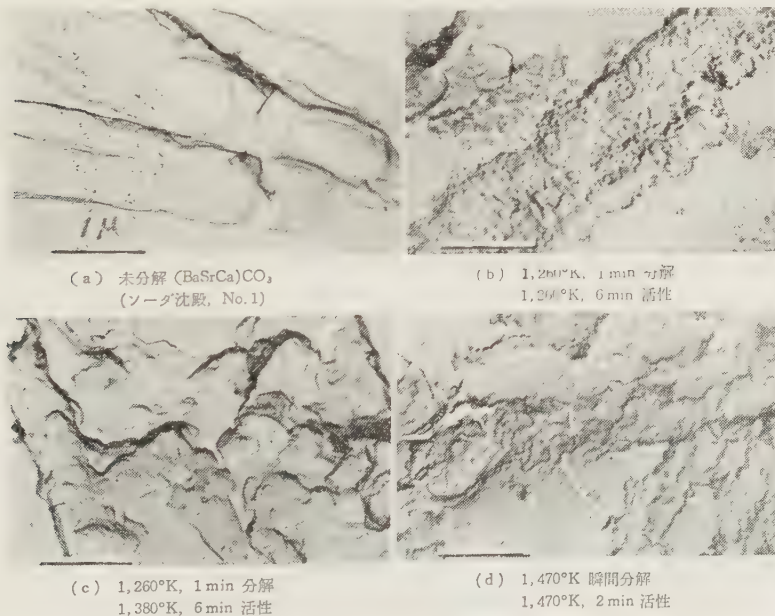
陰極温度を急速に 1,280°K に上げて、1 min で分解を終えた陰極面を第 4 図(a)に示す。分解直後は粒子間の融合少なく、酸化物結晶もきわめて微少であるが、高温 (1,380°K) で活性化を続けるとやはり融合が起る。[第 4 図(b)]この場合の陰極の活性度はやは



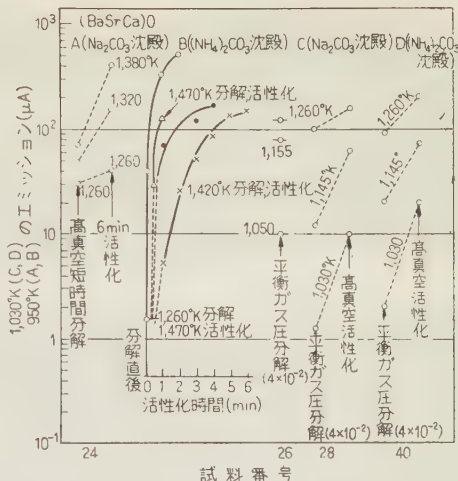
第 5 図 (BaSr)O 陰極の処理条件による
活性度の変化

り標準条件の場合に比較して良好である。この比較を第 5 図曲線 A, B に示す。

(3) (BaSrCa)O 陰極 一般に単元、二元塩陰極よりも高温加熱に対して安定である。第 6 図(a)は分解前の針状炭酸塩、第 6 図(b)はこれを 1,260°K で分解した後 1,260°K で 6 min 活性化した陰極表面を示す。第 6 図(c)は同じく 1,260°K で分解した後、1,380°K の高温で 6 min 活性化した部分の表面である。活性化温度が高いときも粒子間の融合は少ないが、酸化物の結晶は相当成長している。(d)は同じ三



第 6 図 高い排気速度で短時間に分解し、活性化した後の (BaSrCa)O
陰極 (最大ガス圧 10^{-2} , 活性化時のガス圧 10^{-5} mmHg)



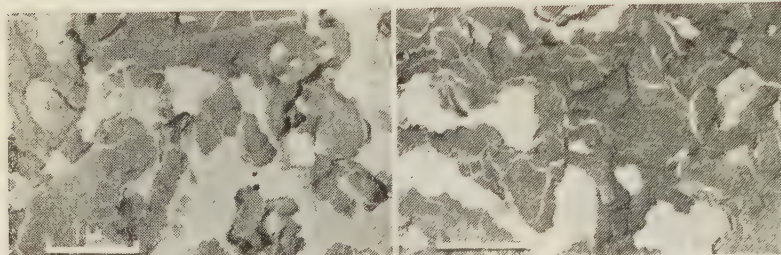
第 7 図 (BaSrCa)O 陰極の処理条件に
よる活性度の変化

元陰極を短時間に 1,470°K まで上げて瞬間的に分解を終り、同じ温度で 2 min 活性化した陰極面を示す。(c)に比較して活性、分解、温度が高いが、その時間が短いと結晶の成長は少ない。第 7 図はこれらの陰極の活性度を比較してある。一般に、同じ炭酸塩にあっては分解温度が高くとも短時間に分解したほうがエミッシェンが多く結晶成長も少ない。

(3・2) 低真空分解の場合

(1) BaO 陰極 排気管のコックを加減して排気速度を下げて分解した場合、(真空度 5×10^{-3} mmHg) 分解温度 1,000°K で未分解と考えられる部分でも、元の炭酸塩粒子は全く変形し、分解後もその外形変化は残っている。このような変形を受けた陰極は、活性度はきわめて低い。(第 3 図曲線 C) 分解時に発生するガスの影響を明確にするため、次の実験を行った。

予備加熱ガス出しを行った後、コックを閉じてから陰極温度を上げる、陰極各部は、1,020~1,260°K の温度差を故意に与えてあるため、管内は高温部に対する平衡ガス圧 (10^{-2} ~ 10^{-1}



(a) 保持温度 1,020°K

(b) 保持温度 1,140°K



(c) 保持温度 1,260°K

(d) 保持温度 1,020°K の後、
1,260°K 高真空分解

第 8 図 平衡ガス圧 (4×10^{-2} mmHg) 中で 3 min 保持された後、2 min その温度で排気した BaO 陰極の表面

mmHg) に達している。この状態で 3 min 保持した後、陰極温度はそのまま、コックを開いて 2 min 排気し、真空度が完全に回復した後の陰極表面を観察した。

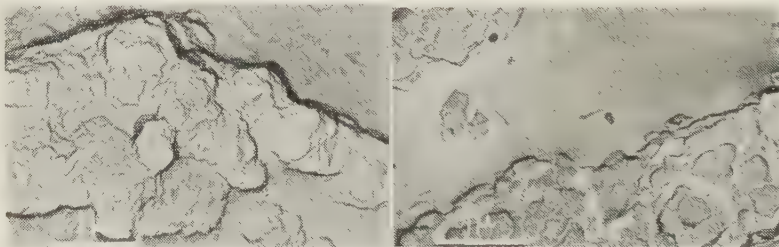
第 8 図(a)はもっとも低い温度 (1,020°K) の部分である。分解ガス圧が 1,020°K に対する平衡ガス圧以上になっているため、未分解のまま高温に達し、陰極面の元の炭酸塩の粒子外形は完全に溶け、平滑な表面となっている。(b)(c)図では分解前に融合して平滑になった表面に、高真空に回復したとき分解して成長したと考えられる酸化物の立方晶の結晶面が鮮明に認められる。(d)図は上記の条件で 1,020°K に保持した後高真空で 1,260°K に上昇し完全に分解、活性化した陰極の例を示す。(c)図の陰極面よりも結晶の成長がはなはだしい。これらの陰極のエミッションの変化を比較したものが第 3 図の曲線 D である。分解前に高温

(1,000°K) で高压の分解ガスに触れた陰極はその後高真空中で分解、活性化してもエミッションは通常の陰極よりも 2~3 けた少ない。

(2) (BaSrCa)₂O 陰極

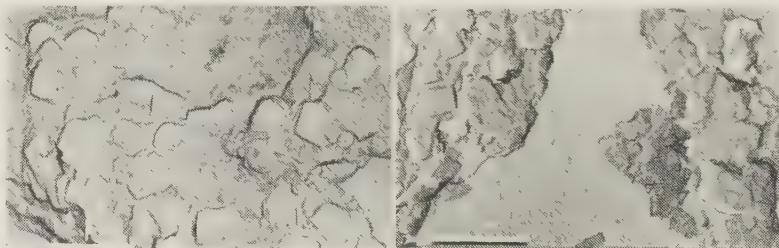
三元塩陰極について、前記と同様の条件で温度を 1,030~1,145°K に保持した陰極面を第 9 図(b),(c)に示す。元の針状炭酸塩粒子の外形はそのまま保存されているが、粒子表面には大きい立方晶のこぼこが鮮明に認められる。しかし 1,260°K におかれた温度の高い部分では、このような大きいこぼこは全く認められない。[第 9 図(a)]平衡ガス圧 ($10^{-2} \sim 10^{-1}$

mmHg), 1,030°K で 3 min 保持された後、高真空で 1,260°K で分解を完了した陰極面が第 9 図(d)である。未分解のときに現われる大きい立方晶のこぼこ[第 9 図(c)]がそのまま分解後も残り、酸化物の結晶は第 6 図(c)の高温活性化後の結晶寸法と同程度またはそれ以上にまで成長している。このような表面構造



(a) 保持温度 1,260°K

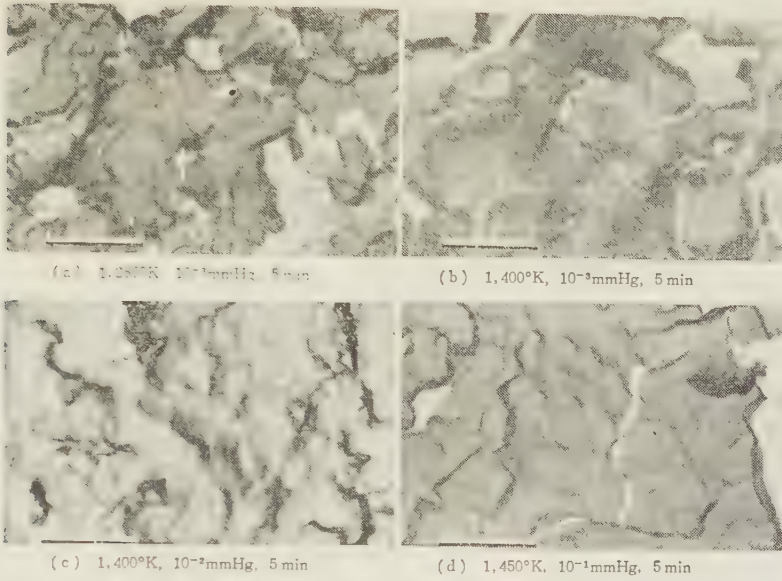
(b) 保持温度 1,145°K



(c) 保持温度 1,030°K

(d) 保持温度 1,030°K の後、
1,260°K 高真空分解

第 9 図 平衡ガス圧 ($10^{-2} \sim 10^{-1}$) で 3 min 保持した後、その温度のまま 2 min 排気した (BaSrCa)₂O 陰極 (ソーダ沈殿 No. 1) の表面



第 10 図 標準条件で分解した BaO 陰極を分解ガス中で高温で保持したときの表面の変化

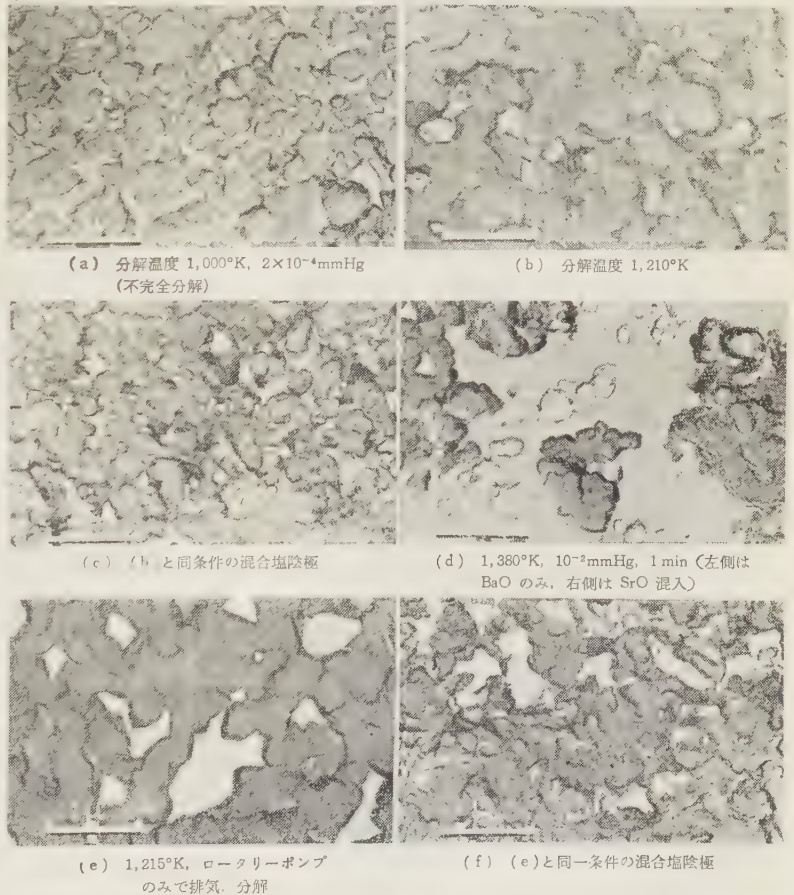
造の変形を受けた三元塩陰極に対するエミッシェン率の変化は第 7 図の曲線 C に示してある。(BaSrCa)O 陰極の分解時のガス圧による影響は一般に BaO より少ない。

(3・3) 高真空分解後の分解ガス劣化の影響

実用真空管において、陰極スリーブ上の温度が不均一の場合、高温の部分は速やかに分解を完了し、後から遅れて分解の始まる低温部分からの分解ガスに触れる。この影響を確かめた。第 10 図は標準条件で分解後、別に設けた未分解陰極から発生したガス中で加熱した陰極を示す。陰極温度 1,400°K、分解ガス圧 10^{-2} mmHg をこえなければ、ガスの影響は現われていないことは第 10 図(a), (b) と(c), (d)を比較すればわかる。むしろ陰極を高温に保ったことによる酸化物

結晶の成長が主要なものである。

第 10 図(d)はガス圧 10^{-1} mmHg、1,450°K におかれた陰極の表面で、表面は融合して平滑な面となっているが、このような著しい変形を受けない限り、分解ガスにふれても第 3 図曲線 E のように高真空中の熱活性化によって活性度はほぼ回復する。二元陰極についてはさらに安定である。(第 5 図曲線 E)これらの実験事実、酸化物陰極が完全に分解した後は分解ガスに対して比較的安定であることを示す。



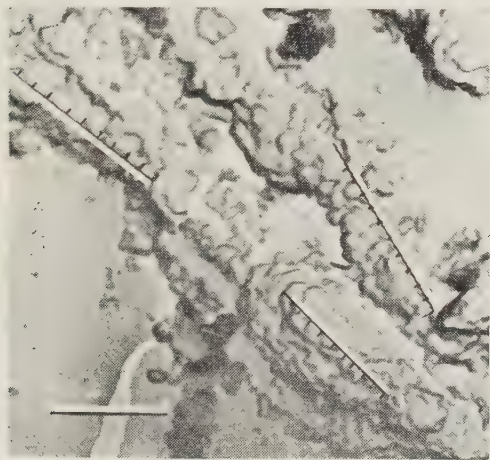
第 11 図 BaCO₃, SrCO₃ 等モル混合塩陰極の分解後の表面構造

(3・4) BaO に SrO を混入したときの効果

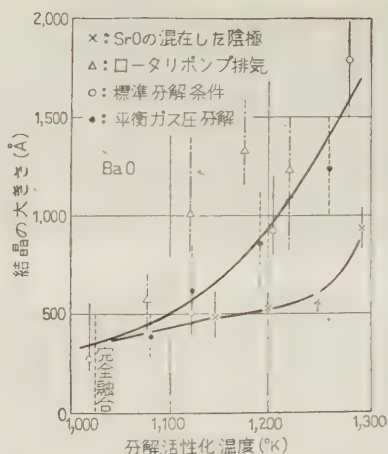
BaCO₃ に SrCO₃ を等モル混入してボールミルを充分かけた混合塩と、BaCO₃ 単元塩を同じスリブ上に相接して平行に被覆して分解し、SrCO₃ 混在の効果調べた。第 11 図(a)は高真空中で加熱した一例である。両炭酸塩の間には反応はなく、それぞれ単独に分解が始まっている。(c)は 1,210°K で短時間分解した混合塩陰極である。同一条件で同時に分解された BaO 陰極〔第 11 図(b)〕では、融合している状態でも SrO が混入している側では、ちょうど SrO が存在する位置で融合が絶たれている。(d)は 1,380°K まで急速に温度を上昇させ (最大ガス圧 10⁻²mmHg) 1 min で分解を行った陰極の表面である。図では SrO が混入している側 (右側) と BaO 単元塩 (左側) との境界部分が示されている。両者を比較すると、SrO の混入している側では結晶の成長が阻止されていることが明らかである。(e), (f) はロータリーポンプのみで排気しながら分解した陰極面の一側である。SrO の混入している側(f)では、(e)に比較して微結晶の成長が阻止されていることがわかる。

(3・5) 酸化物結晶の大きさ 酸化物微結晶は次の方法で推定した。すなわち比較的鮮明に結晶面の現われている部分を選び直線を引き、第 12 図のように単位長さの線上に交わるでこぼこの数から結晶の平均寸法を決定した。また一視野内に認められる最大ならびに最小の結晶の大きさもプロットに付記した。

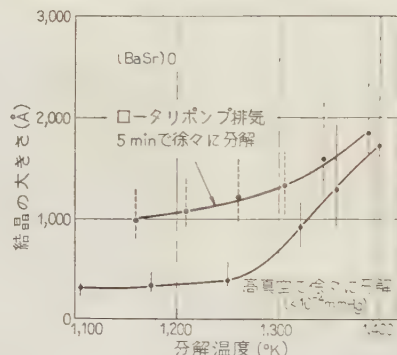
第 13 図は種々の条件で分解、活性化した単元陰極の分解、または保持温度と酸化物結晶の大きさの関係プロットしたものである。1,200~1,300°K で結晶の成長は急速に起っている。SrO が混在されるときは



第 12 図 酸化物結晶の平均寸法の決定法
(結晶の平均寸法 0.15 μ)



第 13 図 BaO 陰極の分解時のガス圧を変えたときの分解、活性化温度と結晶の大きさとの関係



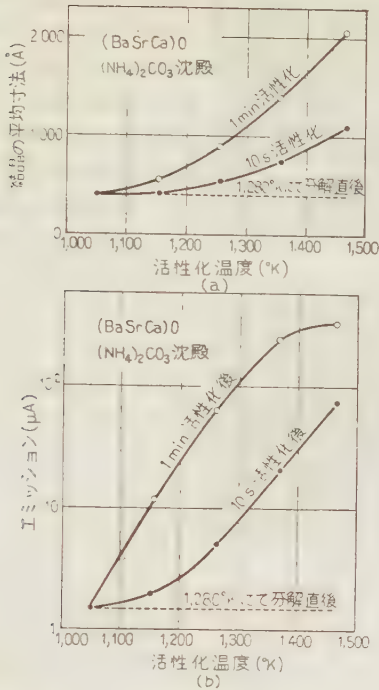
第 14 図 (BaSr)O 陰極の分解時のガス圧を変えたときの分解温度と結晶の大きさとの関係

結晶の成長が阻止されている。

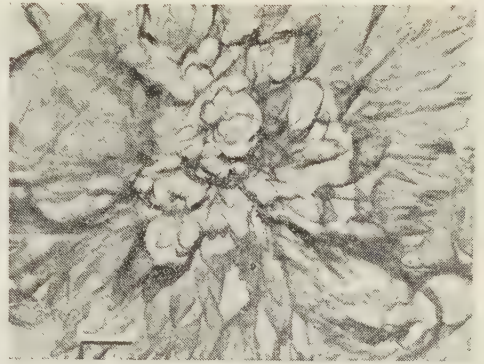
高真空での標準条件分解、平衡ガス圧に保持された後の分解、ロータリーポンプのみの低真空分解の3者を比較するとき、表面の融合の状態は全く異っており、しかも活性度は著しく異なるが結晶の大きさは必ずしも大きな差異はない。

第 14 図は (BaSr)O について同様な関係をプロットしたものである。

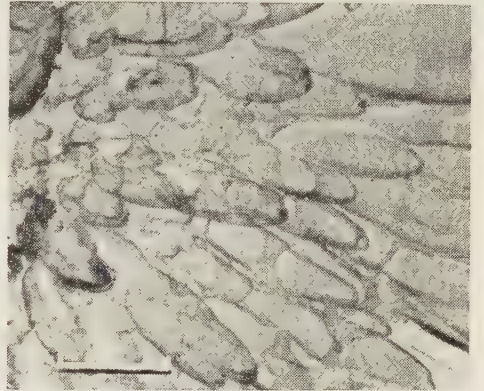
第 15 図(a)はアンモン沈殿の三元塩陰極について活性化温度ならびに時間が結晶の大きさにおよぼす変化を示す。第 15 図(b)は同じ陰極のエミッションの変化を示す。酸化物結晶の成長にもかかわらず熱活性化の効果でエミッションは急激に増加している。実用的な陰極では、結晶の大きさは陰極活性度に支配的な影響を与えてはいない。



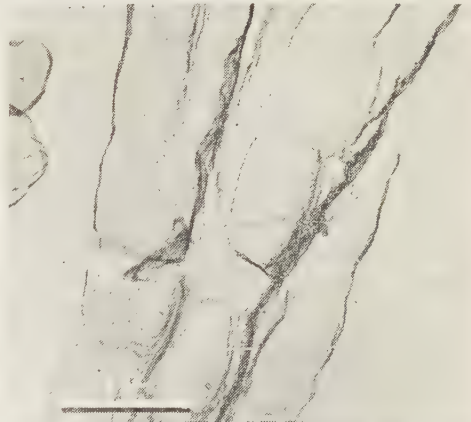
第 15 図 $(\text{BaSrCa})\text{O}$ 陰極の活性化による活性度の変化と結晶の大きさの変化



(a) アンモン沈殿



(b) ソーダ沈殿



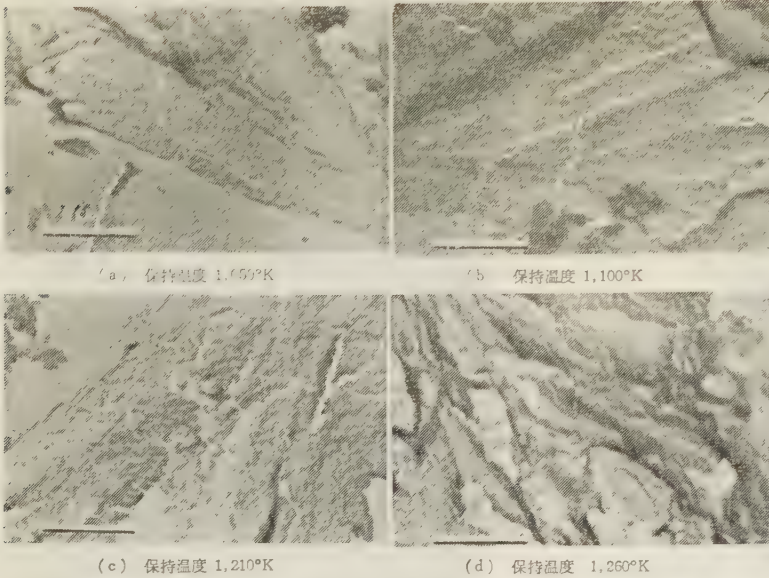
(c) ソーダ沈殿

第 16 図 種々の条件で沈殿した $(\text{BaSrCa})\text{CO}_3$ の一例, 沈殿温度が高いほど針状が大きく成長してゆく状態を示す

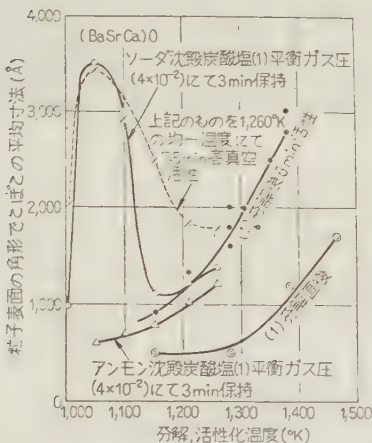
(3・6) 炭酸塩の沈殿条件の影響 一般に炭酸塩の沈殿の際の温度が高くなるにしたがって粒状表面にある針状の突起が成長し、扇状から針状に移る。実験を行った炭酸塩の一例を第 16 図に示す。三元炭酸塩についてソーダ沈殿のもの 3 種 (扇状 1, 針状 2) アンモン沈殿のもの 2 種 (扇状, 針状) について分解、活性化の条件を変えて系統的に実験を行った結果によると、高真空中で分解した場合には分解後の表面構造、活性度に沈殿条件の差による有意差は認められず、また結晶の大きさと活性度との間には一定の関係は認められなかった。むしろスプレートの条件、バインダの濃度、被覆の密度、ガラス球の排気中の加熱温度、基体金属の還元剤などの影響が実用陰極の活性度には支配的である。これに対し排気速度が下がり、分解時のガス圧が高くなる場合、同じ結晶形の炭酸塩でもソーダ沈殿の炭酸塩はアンモン沈殿のそれよりも分解時の結晶成長、融合が起りやすい。

第 17 図は上記の事実を明らかにするため、アンモン沈殿による炭酸塩を平衡ガス圧のもとで高温に保持した後、分解した陰極表面の一例である。第 9 図のソーダ沈殿の炭酸塩と同じ条件におかれているにもかかわらず、大きい結晶の成長は起っていない。

第 18 図はソーダ沈殿陰極とアンモン沈殿陰極の構造変化の差を比較した一例である。ソーダ沈殿陰極では 1,000~1,200°K で分解前に著しい構造変化が現われ、その影響が分解後にもそのまま残っていることがわかる。



第 17 図 平衡ガス圧 ($10^{-2} \sim 10^{-1}$) で 3 min 保持した後、その温度のまま 2 min 排気した (BaSrCa)O 陰極 (アンモン沈殿 No. 1) の表面



第 18 図 (BaSrCa)CO₃ の沈殿条件の相違により、結晶の成長によらず分解、活性化温度の影響の比較

4. 考察ならびに結論

(4.1) 酸化物結晶の成長について 炭酸塩を真空中で加熱分解して酸化物に変換するとき、分解温度が高いほど、分解後の酸化物結晶の成長が著しいことは Eisenstein氏⁽⁴⁾ や Wright氏⁽⁵⁾ によって指摘されている。また活性化過程における高温保持によって結晶が成長することは、Rooksby氏⁽⁶⁾ や山香氏⁽⁷⁾ によって、いずれも X 線回折法によって研究されているが、その結果は研究者によって非常に異なっている。この

原因としては(1) X 線回折法によるとき、結晶が 1,000 Å 以上の大きになると誤差が大きくなること、(2) 酸化物自体の正確な温度測定が困難であること、(3) 結晶の成長は処理温度だけでなく、分解時のガス圧、炭酸塩の沈殿条件などによって、異なった結果が得られることなどが考えられる。筆者の研究結果からもこのことは充分明らかである。通常の条件でも酸化物の結晶は 1,000 Å 以上に成長しているから、X 線回折よりも電子顕微鏡のほうが結晶の大きさを計るに有利である。しかも大き

さだけでなく結晶粒子の形状、融合状態をも観察できる。

陰極の温度はスリーブ上の 3 点において熱電対で測定しているので、温度の絶対値については精度は期待できないが、各試料間の相対的な温度差を比較するには充分である。実験データに示した温度はスリーブ上の温度であるから、実際の酸化物陰極の表面はこれより多少低い温度であろう。従来の実験結果では酸化物結晶の成長はある温度以上で急激に起こることが指摘されている。われわれの結果も BaO 陰極では 1,200 ~ 1,300°K、三元陰極では 1,400°K 前後、二元陰極ではその中間ぐらいで成長が急激に進むことが明らかになった。しかし結晶の大きさについては X 線による結果⁽⁷⁾ よりもきわめて大きい値が得られる。

BaO 陰極では普通の真空管製造過程において達する温度 (1,200 ~ 1,300°K) ですでに酸化物結晶の粗大化ならびに融合が起っている。(第 2 図、第 13 図) 第 8 図、第 3 図などの比較からわかるように、炭酸塩分解時の分解ガス圧が高くなると、表面構造は完全な変形をうけエミッションも 2~3 けた標準陰極より低くなっているにもかかわらず、酸化物微結晶の大きさは分解温度によって支配的な影響をうける。(第 13 図)

また三元陰極の一連の実験において、陰極の活性度と電子顕微鏡法によって決めた酸化物の結晶の大きさが全く無関係であるという実験結果は、“酸化物陰極の結晶の大きさと陰極の活性度は重要な関係がある”

との従来の定説と相反するように考えられる。しかし
 実用陰極では、活性中心の生成が酸化物自体の熱分解
 によるものよりも基体金属中の還元剤による還元によ
 るものが支配的であることを考えると、ソーダ沈殿炭
 酸塩を平衡ガス圧で保持した後分解した陰極(第9図)
 のように、極端な結晶成長を起さな限り、陰極の活
 性度は結晶寸法よりもむしろ次節に述べる粒子間融合
 に支配されると考えてもさしつかえない。

ソーダ沈殿の三元陰極はアンモン沈殿による炭酸塩
 に比較して、分解時のガスに対して弱いことが筆者の
 実験(第9, 17, 18図)によって明らかとなったが、
 このような相違はソーダ沈殿炭酸塩では有害なNa成
 分が除去しがたいため、残存した微量のNaが結晶成
 長などに影響を与えているものと考えられる。

(4・2) 酸化物粒子間の融合について 高温、高
 ガス圧のもとで炭酸塩を分解するとき、元の炭酸塩粒
 子間の融合が目立ってくるが筆者の実験で明らか
 となった。(第5, 11図) しかもこの種の融合変形を
 受けた陰極の活性度はきわめて低い。(第3, 5, 7図)
 これらの実験事実によると、陰極の活性度には酸化物
 微結晶の成長よりも粒子相互間の融合に基づく陰極構
 造の変形が支配的な影響を与えるものであることを示
 す。この点は従来のX線法では見落されていた。酸化
 物陰極からのエミッションには酸化物層内に存在する
 空孔の数、大きさすなわち多孔性は、基体金属面で
 生成された活性中心の拡散、吸着に重要な役割を果
 す点、ならびに酸化物層の電気伝導が主として“Pore
 conduction”によって行われている事実と相まって不
 可欠なものである。したがって、技術的な面から酸化
 物陰極のエミッションを問題にするときは、陰極の融
 合に基づく構造変化を阻止しなければならない。

これらの融合変形は通常分解時の温度よりもむしろ
 分解ガス圧によって影響され、しかもこの変形は分解
 が起る前に発生し、(第8, 9図) 完全に分解を完了し
 た後は、ガスに対しては比較的安定である(第10図)
 点は陰極の作製に際して注意しなければならない点で
 あらう。

ガス圧が高いとき、主として分解前に陰極が変化を
 受ける理由は、分解ガス圧が高くなると炭酸塩の分解
 が遅れ、炭酸塩が多量残ったままで高温に達し、炭酸
 塩自体としての結晶の成長、ならびにきわめて融点の
 低い $\text{PbO} \cdot \text{BaCO}_3$ 中間化合物の形成に基づくのでは
 なからうか。陰極が分解した後でも高温活性化したと
 き融合が認められる(第2, 4図) 点は、分解後も炭
 酸塩が多少残存し、上記の中間化合物の形成が原因と
 なっているためであらう。

(4・3) SrO の効果について BaCO_3 に SrCO_3
 を混入することによって、同じ条件で分解した BaO
 単元陰極よりも粒子間の融合酸化物微結晶の成長が阻
 止されることが電子顕微鏡写真によって実証された。
 (第11図) この点は BaO 陰極より $(\text{BaSr})\text{O}$ 陰極が高
 い活性度の得られる主要な原因であらう。使用中の
 陰極表面に形成される SrO 層は、高真空の場合高い
 活性度の原因を与えるが、⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾ 実用陰極製作のよう
 な荒っぽい排気、分解条件では粒子間融合に基づく多
 孔性消失の阻止に果す SrO の役割は重要である。こ
 の効果は Ca がはいっている三元陰極ではさらに決定
 的となることはわれわれの実験結果でも明らかであ
 る。(第6, 17図) これらの実験結果は従来経験的に実
 用陰極として三元塩陰極が高活性度陰極として選ばれ
 てきた理論的根拠を与えるものである。

三元陰極では実用上到達する高温、ガス圧でも充分
 に融合に耐え、多孔性を保持し得る陰極といえる。

第11図の実験で SrCO_3 の混入が融合阻止に効果
 あるのは SrCO_3 自身がきわめて分解温度低く、融合
 の少ない事実から明らかであるが、分解後の酸化物微
 結晶の成長阻止にも効果を示す理由は次のとおりであ
 る。すなわち、混合塩を比較的高い分解ガス圧のもと
 で分解するとき、相当高温に達するまで炭酸塩のま
 まで残り、それぞれの炭酸塩の結晶が成長して二元塩と
 同様な固溶体を形成した後分解が始まる。このため、
 混合塩であっても $(\text{BaSr})\text{CO}_3$ と同様な機構で分解が
 起るのであらう。

5. 結論ならびに結言

以上の実験事実ならびに考察から、次の諸点が明ら
 かになった。

(1) 陰極の表面構造は炭酸塩分解時のガス圧、温
 度、作られた炭酸塩の沈殿条件によってそれぞれ特有
 の変形を受ける。

(2) 表面構造の変形には酸化物微結晶の成長によ
 るものと、元の炭酸塩粒子相互間の融合に基づくもの
 とに分けられ、前者は主として分解時ならびに活性化
 中の温度によって支配され、実用陰極の初期の活性度
 には影響しない。これに対して後者は分解時のガス圧
 が高くなったとき分解前に発生し、陰極の活性度に致
 命的な影響を与える。

(3) 陰極の表面構造の変形は三元塩陰極がもっと
 も少なく、単元塩陰極がもっとも多い。

(4) 高真空で分解する場合、炭酸塩の沈殿条件(温
 度またはソーダ沈殿かアンモン沈殿かなど)の差によ
 って分解、活性化後の構造変形や活性度に相違は認め

られない。しかし低排気速度のため分解時のガス圧が高くなるときは、ソーダ沈殿による炭酸塩はアンモン沈殿による炭酸塩よりも著しい構造変形を受け活性度も低い。

(5) 実用陰極においては、酸化物微結晶の成長が極端に大きくならない限り結晶の大きさとエミッションの間には相関関係は認められない。

(6) BaCO_3 に SrCO_3 を混合するとき BaO 粒子の融合が阻止されるとともに、酸化物微結晶自体の成長も抑制されることが電子顕微鏡写真によって確認された。

(7) 同じ排気系で排気して炭酸塩を分解する際、分解ガス圧が一時的に高くなってもできる限り早く分解温度にまで上げ、短時間で分解を完了するほうが陰極の表面構造の変形が少なく活性度が高い。

以上要するに、通常の排気装置で真空管の陰極を分解する場合、管内の分解ガス圧が陰極温度によって決まる平衡ガス圧中にながくおかれない限り、一時的にガス圧が高くなってもできる限り早く分解温度に上昇させ、短時間で分解を終了し、しかも分解後きわめて短時間過熱活性することが望ましい。陰極分解前後に陽極の加熱ガス出しを行うことは必要であるが、陰極の予備ガス出し温度が高くなりすぎたり、分解終了前

に陽極を過熱して陰極が高温でガスに触れることは避けなければならない。

この研究は卒業研究学生八幡恵介、石田裕男両君の協力によって行われた。ここに感謝申し上げます。実験実施にあたっては神戸工業株式会社佐々木正部長ならびに関係各課の諸氏に多くの配慮をいただいたことを心よりお礼申し上げます。(昭和 35 年 2 月 15 日受付, 同 35 年 5 月 16 日再受付)

文 献

- (1) 甘粕: 通研実用化報告, **5**, 41 (昭 31)
- (2) 佐藤・山本: 東芝レビュー **9**, 1079 (昭 29)
- (3) 千秋: 日立評論 **3**, 1486 (昭 31)
- (4) A. Eisenstein: J. appl. Phys. **17**, 434, 654 (1946)
- (5) D. A. Wright: Le Vide **9**, 58 (1954)
- (6) H. R. Rooksby: Brit. J. appl. Phys. **6**, 272 (1955)
- (7) E. Yamaka: J. appl. Phys. **23**, 937 (1952)
- (8) 矢沢・矢向: 第 4 回応物連大 **150**, (昭 32); 東芝レビュー **13**, 1231 (昭 33)
- (9) 広田・今井・野明: 通研成果報告 1050 号 (昭 32); 広田: 電顕学会誌 **6**, 152 (昭 33)
- (10) 上田・新居: 電顕学会総会 **97** (昭 33)
- (11) 菅田・中村: 電子放射研究会予稿 **11** (昭 33); Sugata & Nakamura: 4th. international cong. on Electronmicroscopy (Belrin)(1958); 菅田・中村: 昭 34 連大 **854**
- (12) Sugata & Nakamura: J. Electronmicroscopy **7**, 32 (1959)
- (13) 菅田・中村: 電子放射研究会予稿 **1** (昭 31-6)
- (14) J. Woods & D. A. Wright: Brit. J. appl. Phys. **5**, 74 (1954)

UDC 621.315.612.4.011.5-416: 537.226.2

強誘電体薄膜の製法ならびに性質について*

資料・論文

35-79

正員 山中俊一† 猪熊敏夫† 正員 細貝松夫††

1. ま え が き

最近、チタン酸バリウムのような強誘電体を薄膜化しようとする試みが各所で行われている。その目的の一つは、もちろん、磁器コンデンサの形状をより小形化することであり、他は強誘電体コンデンサの静電容量の電圧に対する非直線性を増大し、高感度の非直線回路素子を得ることである。われわれのところでも、懸濁液中の電気泳動を利用して金板上に強誘電体微粒子の薄層を沈積し、これを焼成して厚さ約 20μ 程度の磁器薄膜を得る方法について研究を行っており、その概要を先に報告した。⁽¹⁾

その後、この方法について主として懸濁液ならびに電気泳動などについて研究を続け、製法の改善につとめるとともに、一方、懸濁液中の粒子の自然沈降を利用して、厚味のきわめて均一な微粒子の沈積層を得る手段をも考察し、現在のところ厚さ $10\sim 20\mu$ 程度までの薄膜についていずれもほぼ満足しうるものが得られる段階に達している。さらにこれらの磁器薄膜については、その材質についても、主として電界強度が大きくなることに基づく種々の問題が生じており、特別の考慮をはらう必要がある。

以下に薄膜の製造法および材質について実験検討した結果を報告する。

2. 電気泳動法による薄膜の沈積

先に報告した懸濁液中の電気泳動を利用して、強誘電体微粒子を金属電極に電着させる場合、⁽¹⁾ 当初の実験においては微粒子を懸濁させる分散媒としてメチルあるいはエチルアルコールのみを単独で用いて一応の成功をおさめた。しかし、この場合にはアルコールあるいは粒子の状態によって、懸濁ならびに泳動の状態がかなり変動し、電着状態を一定させるうえにおいて、かなりむずかしい点があった。この欠点を改善するため、いろいろの工夫を試みたが、以下述べるよう

に分散媒のアルコールに微量の電解質を加える方法、あるいは保護膠質としてニトロセルロースを用いる方法が、いずれも懸濁および泳動状態を安定させ、電着状態を一定させるうえにおいて顕著な効果を示した。

懸濁させる強誘電体微粒子は、あとで述べるようにいろいろな材質のものを用いているので、いくらか違いはあるが、大体原料粉末を混合し、約 $1,200^{\circ}\text{C}$ で 1h 焼いたものをボールミルで粉碎したもので、粒子の大きさは顕微鏡観察によれば、約 1μ あるいはそれ以下である。

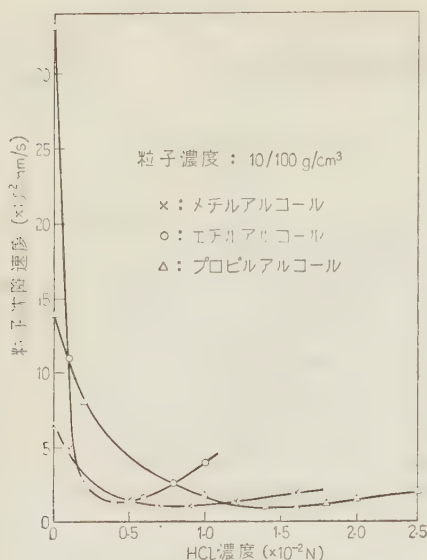
(2・1) 電解質を添加する方法 懸濁液に電解質を加えると、多くの場合、懸濁状態は不安定となり、粒子の沈降は促進される。しかし、以下に述べるように適当な電解質を適量加えると、懸濁状態が安定化される場合がある。これは、分散粒子が自己と同符号のイオンを選択的に吸着することによって荷電を増すことによると考えられる。ここでは分散媒として、メチル、エチル、プロピル、ブチルおよびアミルの各アルコールおよびアセトン、ベンゼン、エーテルなどを、電解質として塩酸、硫酸、硝酸およびりん酸の酸類ならびに苛性ソーダ、炭酸ソーダのようなアルカリ類を用いて検討を加えた。種々な組み合わせについて実験した結果、メチル、エチルおよびプロピルアルコールに塩酸または硝酸を適量加えた場合に懸濁状態が著しく安定化し、泳動についてもよい結果が得られた。他の場合、たとえばアルコールにアルカリを添加した場合などにもかなり安定な懸濁液の得られる場合があるが、電圧を加えた際、粒子がほとんど電着されない。

次に特に顕著な効果を示した塩酸添加の場合について実験の結果を説明する。まずよく行われるように、懸濁液を静置して透明な上澄液と濁った懸濁部の境界面の沈降する速度を測定して、懸濁液の安定度を比較した。容器には 50cc のビーカを使用、添加する塩酸の量を変えて沈降速度を測定したものが第1図で、少量の塩酸の添加により懸濁液が容易に安定化することがわかる。なお最良の懸濁状態、すなわち沈降速度の最小になる場合、(たとえば第1図のメチルアルコールでは HCl 濃度 $0.9\times 10^{-2}\text{N}$ くらい)の酸の添加量と懸濁液中の粒子濃度との間には関係があり、粒子濃度

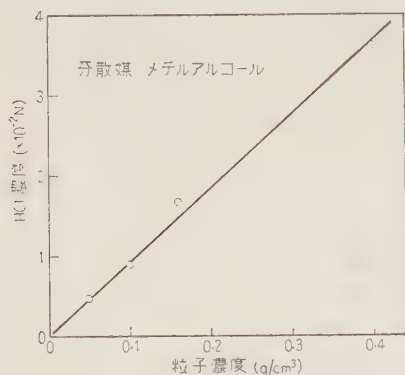
* Manufacturing Methods and Properties of Ferroelectric Thin Film. By S. YAMANAKA, Member, T. INOKUMA, Non-member, (Tokyo Institute of Technology) & M. HOSOKAI, Member, (Faculty of Engineering, Niigata University).

† 東京工業大学

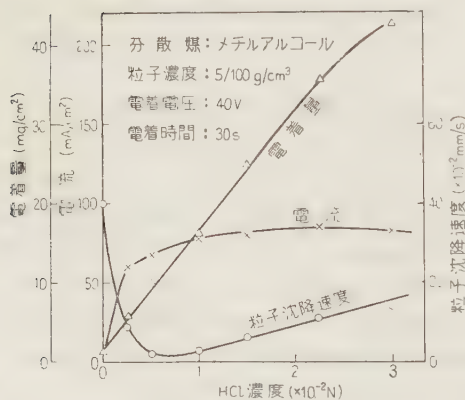
†† 新潟大学工学部、東京工業大学に内地留学中の研究である。



第1図 HCl添加量に対する
粒子沈降速度の変化

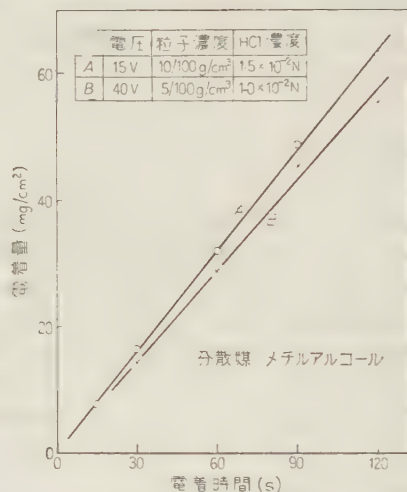


第2図 最良の懸濁状態に対する
HCl濃度と粒子濃度の関係



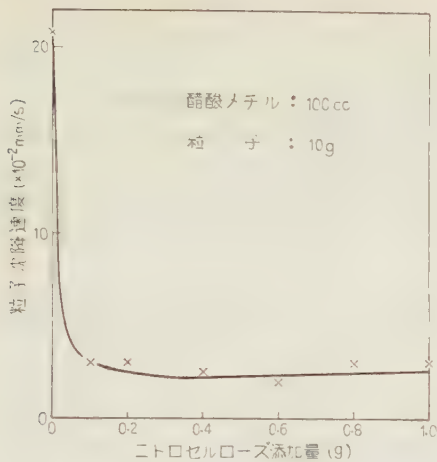
第3図 HCl添加量に対する電着電流、
電着量および粒子沈降速度の変化

をいろいろ変えて沈降速度を測定した結果、第2図に示すようにほぼ直線になる。さらに第3図は電気泳動の状態を示した一例で、酸の量に対して、粒子沈降速度、電着量、電流をあわせ示したもので、懸濁液の安定化とともに電着量も増大する。この場合、直径約50 mmのAl円筒を陽極とし、中心においた幅5 mmの白金板陰極に電着した量で、粒子は正の帯電粒子のようにふるまう。酸の量が増大すると図にもあるとおり、電流が増大し、電極面における発泡がはげしくなって電着膜面があるため、必要最少量の添加にとどめることが望ましい。次に第4図は電着時間を変えて電着量を測定したものでよい直線性を示している。さらに電着量は電着電圧に対しても同様な直線性を示した。



第4図 電着量と電着時間の関係

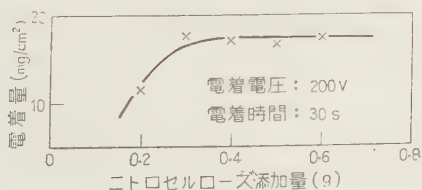
(2・2) 保護膠質を添加する方法 懸濁液を安定化させる方法の一つとして適当な保護膠質を加える。普通用いられるのはニトロセルローズで、われわれの場合にもニトロセルローズを保護膠質として検討した。分散媒としては、ニトロセルローズはアルコールには溶けないので、酢酸メチルを用いることにした。ただし、後で述べるように純酢酸メチルは泳動状態が悪く、溶剤として用いられる工業用酢酸メチル（たとえば商品名ソルベント ME のようなもので主成分酢酸メチル、メタノールその他を若干含む）のほうがむしろ結果がよかったのでこれを用いることにした。まず前と同様な方法でニトロセルローズの添加量を変えて粒子の沈降速度を測定し、懸濁液の安定度をしらべたのが第5図で、少量の添加で懸濁液は安定化し、それ以上多量に加えても沈降速度はほとんど変わらない。懸濁粒子に対するニトロセルローズの保護作用は、負



第 5 図 ニトロセルローズ添加量に対する粒子沈降速度の変化

電荷をもつニトロセルローズの分子が粒子をとりかこむことによって、粒子の安定性を増大するものと考えられ、したがってこの場合は、懸濁粒子は負電荷のようにふるまい電気泳動に際して陽極に付着することが示されている。(2)

ところで、われわれの場合、ニトロセルローズによって懸濁状態は容易に安定化したが、電圧を加えてもいずれの極にもほとんど粒子の付着が認められなかった。そこで、これに酸を少量加えたところ粒子はよく電着し、なお水を少量加えることによって、電着状態はさらに改善された。粒子はいずれも陽極に電着される。これら酸および水の作用は明らかでないが、(2・1)節に述べたのとは異なり、分散媒の導電率を高めることが電着状態に影響するものと思われる。この場合も前と同様に電着量と電着時間の間にはほぼ直線関係が見られるが、しかし、電圧に対しては低電圧では電着状態はあまり良好でなく、適当な電圧（この場合は 100～200 V）があるようである。また第 6 図はニトロセルローズの添加量と電着量の関係で、ニトロセルローズの量がある量以上になると、電着量は飽和を示す。なお温度が 40°C をこえると蒸発、発泡うがはげしく電



第 6 図 ニトロセルローズ添加量に対する電着量の変化

着膜の表面があれったり、脱落を起す。

またニトロセルローズを加えることは、保護膠質としての作用のほかに、粒子の電極への付着、あるいは粒子間の結合を強固にして電着膜を強固にする。そこでさらに電着膜の柔軟性を増す目的で、あまに油のボイル油を加えたが、ひび割れなどもほとんど生じない強固な電着膜を得ることができた。

電着液の組成は一例として次のようなものである。

酢酸メチル 100 cc, BaTiO₃ 粉末 50 g, あまに油のボイル油 1 cc, HCl 0.02 規定, 水 4 cc, ニトロセルローズ 1 g

各成分を添加してゆく順序も、電着状態に影響するようで、大体上記の順序が適当なようである。ことにニトロセルローズと BaTiO₃ 粉末の順序を逆にすることはよくない。

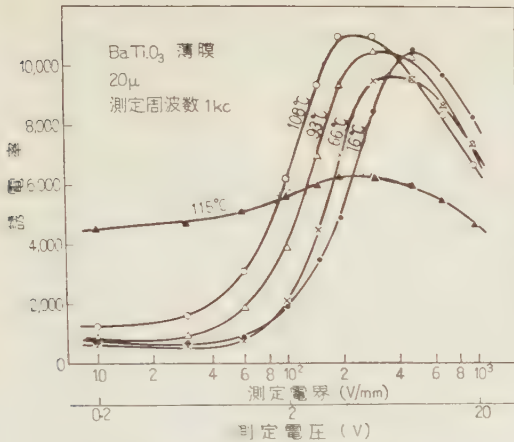
次に分散媒として純酢酸メチルを用い、上と同様な実験をくり返したが、ほとんど粒子は電着しなかった。しかしこれにメタノールを加えると、粒子は電着した。このことは酢酸メチルが酸、水などを充分溶解しないためのものである。酢酸エチル、酢酸ブチルもこの間の事情は同様であった。これらの点から考えても工業用の酢酸メチルを用いるのが適当である。

3. 沈降法による薄膜の形成

懸濁液中の粒子はきわめてゆるやかに沈降するので、もし懸濁液を平たんな底面をもつ容器に入れて静置すれば、粒子が沈降し分散媒が蒸発したあとには一様な厚味をもつ粒子の沈積層を得ることができる。このことを利用して強誘電体磁器薄膜を作ることを試みた。すなわちニッケルめっきを施した銅板で、特に底部を平たんに作ったシャーレの底に、台紙にはった厚さ約 10 μ の白金はくをおき、適当な濃度の強誘電体微粒子を含んだ懸濁液を注入する。数時間静置して、分散媒が蒸発してのち、とり出して台紙をはがし、沈積層の上に同様な白金はくを重ねて数百 kg/cm² の圧力でプレスすることによって厚味のきわめて一様な薄膜を得ることができる。懸濁液としては粉末 10 g を酢酸メチル 50 cc に分散し、少量のボイル油を加えボールミルで充分混合したものを原液とし、これをさらに酢酸メチルで適当に薄めたものを用いる。この方法で一番問題になるのはプレスで、全面になるべく一様な圧力が加わるようにプレスしなければならない。

4. 焼 成

電気泳動あるいは沈降法により白金板上に沈積された微粒子の薄膜は、そのまま電気炉中で焼成する。焼



第 8 図 BaTiO₃ 薄膜の誘電率の
測定電界による変化

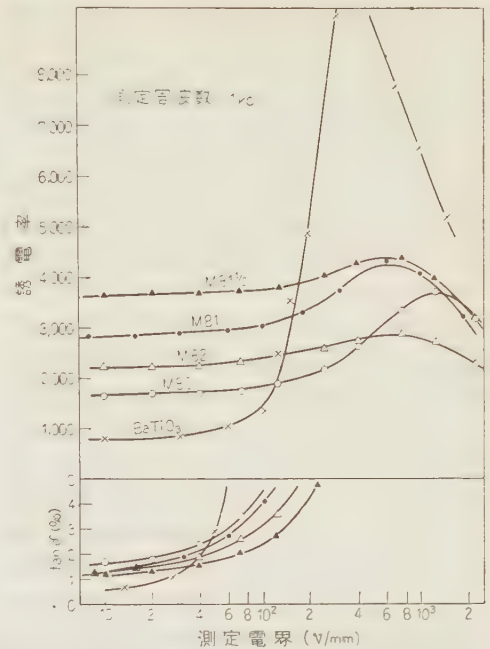
昇は比較的少なく、約 2°C 程度にとどまる模様である。この原因は試料の厚味が薄いこと、金属板を電極としているため、放熱効果がよいためと思われる。以下の実験で、測定電界の高い場合には、この程度の誤差の生ずることが考えられるが、その値は比較的小さいと思われるので、これについては特に補正は行っていない。BaTiO₃ 磁器が測定電界の大きさによってこのような変化を示すことは、すでに田中氏ら⁽³⁾によってもその一部が示されているが、薄膜の場合は容易に測定電界を高めうるため、これらの現象がきわめて顕著にあらわれ、一方においてはかなり低い端子電圧でこのような現象があらわれらるため、これを実用にする場合に大きな問題となる。

(5・2) コンデンサ用薄膜 第 7 図、第 8 図で見られたように、BaTiO₃ 薄膜の場合、測定電界の変化に対して、 ϵ や $\tan\delta$ の変動が著しい。したがってコンデンサとしての用途に供するための薄膜としては、まずこの点を改善し、電界強度の変化に対して ϵ や $\tan\delta$ の変動のなるべく少ない材質を選ぶ必要がある。以下述べるように BaTiO₃-Bi₂(SnO₃)₃ 系固溶体に滑石を混入したものについて検討した結果、大体満足しうるものが得られた。第 1 表にこれら試料の成分をあげる。第

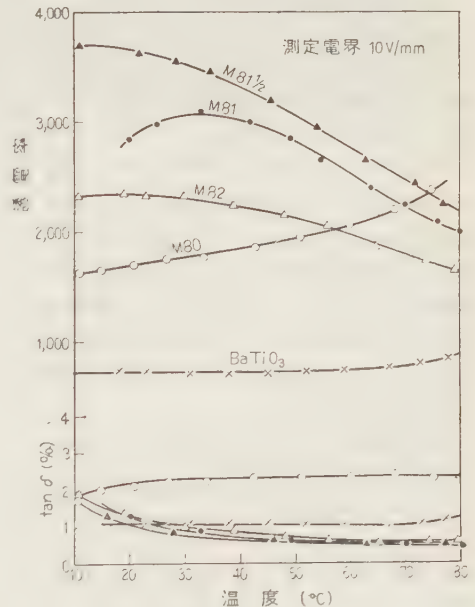
第 1 表 試料の組成

試料番号	BaTiO ₃ -Bi ₂ (SnO ₃) ₃	滑石 (%)
M 80	92: 8 (重量比)	0
M 81	"	1
M 81 1/2	"	1.5
M 82	"	2

注: 滑石は BaTiO₃+Bi₂(SnO₃)₃ を 100 とする重量パーセントで、主成分は SiO₂ 56.6%, MgO 29.7%, Al₂O₃ 3%, 結晶水など



第 9 図 BaTiO₃-Bi₂(SnO₃)₃ 系薄膜の
誘電率、 $\tan\delta$ の測定電界



第 10 図 BaTiO₃-Bi₂(SnO₃)₃
系薄膜の温度特性

9 図にこれら試料の ϵ , $\tan\delta$ の測定電圧による変化を BaTiO₃ のそれと比較して示す。 $\tan\delta$ については高電界の部分でなお不満足であるが、 ϵ については M 81 1/2 などはほぼ満足な結果を示している。また第 10 図は

微小測定電界で測定した各試料の ϵ , $\tan\delta$ の温度特性である。これらの結果をくらべてみると $M81\frac{1}{2}$ が測定電界による変化も少なく、 ϵ もかなり大きく、かつ温度特性もほぼ満足でき、コンデンサ用材料として一応実用し得るものと考えられる。

次に薄膜について心配な問題は耐圧である。 $M81\frac{1}{2}$ について厚さ $18\sim 22\mu$ 、電極面積 10 mm^2 程度の試料にフェノール樹脂を塗布したもの 20 個について直

第 2 表

直流破壊電圧の測定例

破壊電圧 (V)	個 数
160	1
220	"
340	"
256	"
260	"
280	3
290	7
300 以上	5

注：試料の厚さ 20μ 、総個数 20 個

流の耐圧試験をした結果が第 2 表である。大体 200 V 以上に耐えることがわかる。電界強度にして 10 kV/mm

以上である。また 300 V 以下で破壊した 15 個のうち 6 個は電圧を除くと再びもとに回復

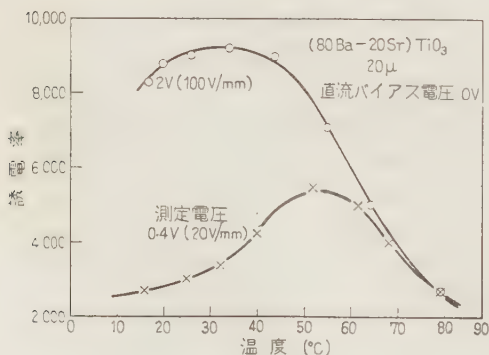
しており、内部の空げ

きのようなものの一時

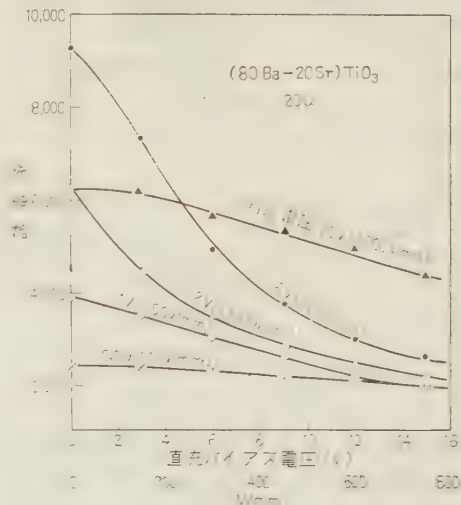
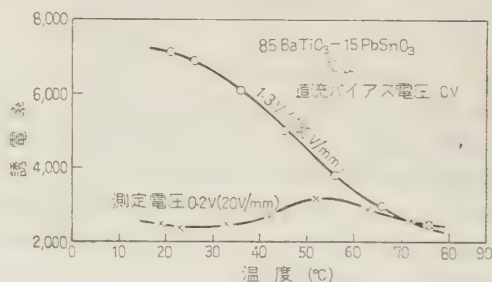
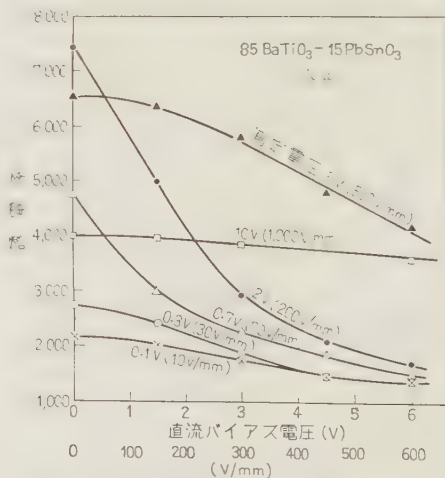
的な破壊によるものと思われる。またこの試料については体積固有抵抗は $10^{12}\sim 10^{13}\Omega\text{ cm}$ の程度である。

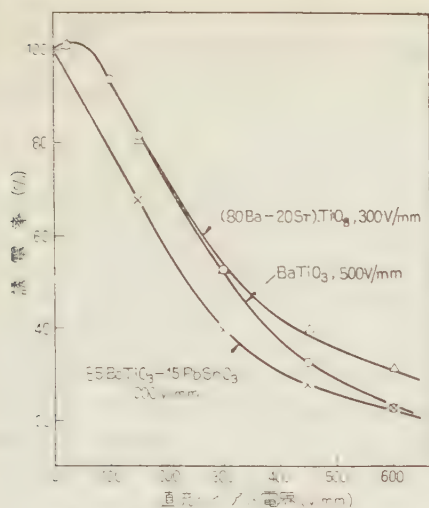
(5・3) 非直線素子用薄膜 種々の強誘電体磁器のうち、従来室温付近で非直線性の比較的大きいと考えられているのは $(\text{Ba-Sr})\text{TiO}_3$ あるいは $\text{BaTiO}_3\text{-PbSnO}_3$ 系磁器で、非直線素子用薄膜としては、この両者の材質のものを試作検討した。 $(\text{Ba-Sr})\text{TiO}_3$ については Ba と Sr のモル比を $80:20$ に選び厚さ 20μ の薄膜について誘電特性を測定した例を第 11 図、第 12 図に示す。

まず、第 11 図は誘電特性の温度特性であるが、測定電界の大きさによってかなり異なった傾向を示す。次に第 12 図は直流バイアス電圧特性を測定電界をパラメータにして測ったもので、測定電界の低い間はバ

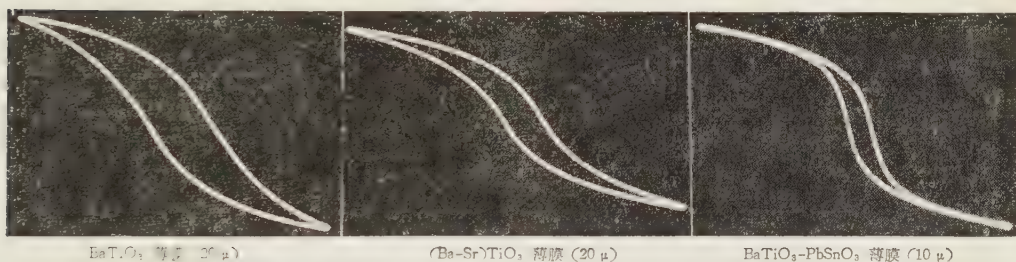
第 11 図 $(\text{Ba-Sr})\text{TiO}_3$ 薄膜の温度特性

イアスによる変化が少なく、測定電界が高くなるとともにバイアス特性は急しゅんとなるが、測定電界がさらに高くなると、再びバイアスによる変化をあまり示

第 12 図 $(\text{Ba-Sr})\text{TiO}_3$ 薄膜の直流バイアス電圧特性第 13 図 $\text{BaTiO}_3\text{-PbSnO}_3$ 薄膜の温度特性第 14 図 $\text{BaTiO}_3\text{-PbSnO}_3$ 薄膜の直流バイアス電圧特性



第 15 図 各試料の直流バイアス電圧特性の比較



第 16 図 各試料の飽和特性 (最大値 20 V, 1 kc で測定)

なくなる。

BaTiO₃-PbSnO₃ については BaTiO₃ と PbSnO₃ のモル比を 85:15 に選び、厚さ 10 μ の薄膜について同様な特性を測定した結果を第 13 図、第 14 図に示す。傾向は (Ba-Sr)TiO₃ とほとんど同様であるが、第 14 図に見られるように条件の適当な場合は電圧にして 2~3 V で誘電率は半減し、きわめて高感度のものが得られる。

しかしながら、普通室温付近ではバイアスによる変化が比較的少ないとみられている BaTiO₃ でも測定電界が大きくなると、相等顕著なバイアス特性を示す。そこで BaTiO₃, (Ba-Sr)TiO₃, BaTiO₃-PbSnO₃ の 3 者をおのおのの直流バイアス特性のもっとも急しゅんになる測定電界を選んで比較してみると、第 15 図のようにあまり大きな差異はないことがわかる。しかしながら非直線素子としては、なるべく低い測定電界に対して急しゅんなバイアス特性を示すもののほうが適当であると考えられるし、一方、薄膜の製造上の問題から、BaTiO₃, (Ba-Sr)TiO₃ では現在のところ満足

な特性の得られるのが 20 μ 程度であるのに対して、BaTiO₃-PbSnO₃ では 10 μ 程度のものが得られるので、これらの点から 3 者のうち BaTiO₃-PbSnO₃ 系のものが比較的適していると考えられる。温度特性、バイアス特性などのいずれもが、測定電界の影響を受けることは応用に際して充分注意しなければならない。なお第 16 図は周波数 1 kc, 最大値 20 V で測定した各試料の飽和特性を比較したものである。

6. む す び

強誘電体微粒子を適当な懸濁液中より、電気泳動あるいは自然の沈降によって金属板上に沈積させた被膜を焼成して、強誘電体薄膜を製作する方法および薄膜の電気的性質を種々の材料について検討した結果を報告した。薄膜の製造法についてはいずれの方法も 10~20 μ 程度までの厚味のものについて大体満足すべきものが得られた。通常の窯業的な製造方法によるときは、磁器の厚みは 0.1 mm 程度が限度とされているか

ら、この方法により厚みを数分の一以下に減ずることができる。薄膜の製造に用いる磁器材質については、一般にこれにかかる電界強度がかなり大きくなるため、特別の考慮をほらう必要があり、通常のコンデンサとしての用途に対しては BaTiO₃-Bi(SnO₃) 系のものが比較的適していると考えられる。一方、非直線回路素子としての用途については BaTiO₃-PbSnO₃ 系のものがよい飽和特性を示し、2~3 V で静電容量の半減するものが得られた。

終りに終始ご指導いただいた斎藤教授に厚くお礼申し上げる。また本研究に関しては昭和 33 年度および 34 年度文部省科学研究費の援助を受けたことについて感謝する次第である。(昭和 35 年 2 月 18 日受付、同 35 年 5 月 20 日再受付)

文 献

- (1) 山中：電学誌 78, 908 (昭 33)
- (2) 敏本・水間：通研月報 3, 306 (昭 30)
- (3) 田中：チタン酸バリウムとその応用 p. 27 (昭 30)

逆根軌跡によるサーボ機構の図式設計法*

資料・論文

35-80

正員 片 山 愛 介†

1. 緒 言

サーボ機構の設計法として、従来 Bode 線図のような周波数特性を主体とする設計法がおもに用いられてきたが、最近は根軌跡法も次第に利用されるようになってきている。Bode 線図法では閉ループ伝達関数の形が正確には決まらず、したがってその極、零点の位置、数は明確ではない。これらの位置が定まってはじめてサーボ系の時間域における特性が確定する。サーボ系の周波数特性から近似的な方法で時間域における特性を求める図表が種々考案されているが、⁽¹⁾ これらは伝達関数の低次の場合以外は信頼性および近似度がよくない。Evans 氏によって考えられた根軌跡法は⁽²⁾ 系のパラメータの変動に対する閉ループ伝達関数の極の位置に着目する設計法であるから、時間域におけるサーボ系の特性を常に考慮して設計を行うことができる。しかしながら、この根軌跡法では根軌跡そのものを描くことに時間を多く必要とし、ある程度の熟練を要する。根軌跡を描いたのちに初めて閉ループ伝達関数の極の位置が決まるので、したがってサーボ系の時間域の応答特性をあらかじめ与えておくことはできない。

本論文は閉ループ伝達関数の極のうち、サーボ系の過渡応答にもっとも影響の大きい代表根 (Dominant pole) の位置と、サーボ系の定常特性を設定する速度定数をできるだけ指定する設計法を展開したもので、普通の根軌跡に対して、閉ループ伝達関数の極を出発点とし、開ループ伝達関数の極の軌跡、すなわち逆根軌跡を用いている。

逆根軌跡法は Aseltine 氏によって初めて提唱されたが、⁽³⁾ 実用上、サーボ系の指定条件に対する補償回路の設計が問題となるが、この点の検討が不十分であった。その後 Zaborzky 氏⁽⁴⁾ は逆根軌跡と根軌跡と両者を交互に描いて設計してゆく方法を考察している。制御対象の伝達関数が複雑している場合に有効な方法と思われるが、軌跡そのものを描く手数は大変である。

最近 Mortensen, Carpenter 氏ら⁽⁵⁾ は根軌跡、逆根軌跡の角条件に着目して簡易な図式設計法を与えてい

る。しかしこの方法では、補償回路に共役零点を必要とする形で解が得られるので、実用上多く用いられる増幅器、進相回路、遅相回路、タコメータなどで補償回路を設計できない。

本文の (2.1) 節において、サーボ系の基本回路について、基礎的考察を行い、従来から知られている速度定数の公式の他に逆根軌跡法において、また一般に便利な公式を求めている。(2.2) 節において過渡応答と閉ループ極、零点の間の関係について簡単な注意を与えたのち、(3.1) 節において逆根軌跡法について、ひととりの解説を加え、(3.2) 節にて共役極からの角寄与の算定に便利な ϕ_0 線図について述べている。以上を基礎として、(4.1) 節において補償回路の設計一般についての考察を行っている。(4.2)、(4.3) 節において、固定部伝達関数の極が実数および共役複素数となる基本的な場合について、直列補償回路の例を示している。(5.1) 節以下において並列帰還補償による設計例を示している。

2. サーボ機構の開閉ループ伝達関数における基本関係

(2.1) 伝達関数と速度定数 以下おもに $s=0$ において開ループ伝達関数が 1 位の極を有する場合、すなわち位置サーボ系を取り扱う。したがって開ループ伝達関数の一般形は



第 1 図

$$G(s) = K \frac{(s+z_1)(s+z_2)\cdots(s+z_m)}{s(s+p_2)(s+p_3)\cdots(s+p_n)} \cdots (1)$$

これに対する閉ループ伝達関数は一般に

$$G_c(s) = C/R = K_c \frac{(s+z_1)\cdots(s+z_m)}{(s+q_1)(s+q_2)\cdots(s+q_n)} \cdots (2)$$

ここに、

— p_i : $i=1, 2, \cdots, n$, 開ループ伝達関数の極

— q_i : $i=1, 2, \cdots, n$, 閉ループ伝達関数の極

— z_i : $i=1, \cdots, m$, 開閉ループ伝達関数の零点

* Semi-Graphical Design of Servomechanisms using Inverse Root Locus, By A. KATAYAMA, Member (Akita University).

† 秋田大学鉱山学部助教授

p_i, z_i の初めのほうの i の数を固定部の伝達関数の極、零点に用いるものとする。

$$G_1(s) = K_1 \frac{(s+z_1) \cdots (s+z_m)}{s(s+p_2) \cdots (s+p_r)} \quad \cdots \cdots (3)$$

このときの補償回路の伝達関数 $G_2(s)$ は

$$G_2(s) = \frac{K}{K_1} \frac{(s+z_{u+1}) \cdots (s+z_m)}{(s+p_{r+1}) \cdots (s+p_n)} \quad \cdots \cdots (4)$$

s 平面上に極、零点を表示するのに、閉ループ極* は \square 、開ループ極は \times 、零点は \circ で表わすことにする。

サーボ系の速度定数 K_v は $sG(s)$ の $s \rightarrow 0$ での値であるから、周知のように、

$$K_v = K \frac{z_1 z_2 \cdots z_m}{p_2 p_3 \cdots p_n} \quad \cdots \cdots (5)$$

また Guillemin 氏によって与えられた

$$\frac{1}{K_v} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{q_i} - \sum_{i=1}^m \frac{1}{z_i} \quad \cdots \cdots (6)$$

(5) 式は開ループ極と零点の間の関係、(6) 式は閉ループ極と零点の間の関係で K_v を与えている。

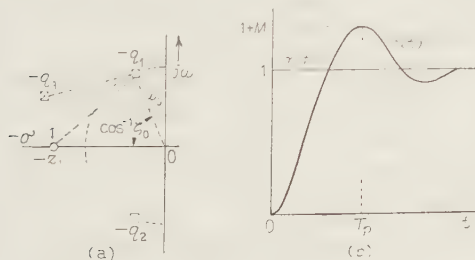
さらに K_v と開閉ループ極を関係づける次式が見出された。

$$K_v = \frac{q_1 q_2 \cdots q_n}{p_2 p_3 \cdots p_n} \quad \cdots \cdots (7)$$

すなわち、速度定数は閉ループ極の積を開ループ極(原点以外の)の積で割ったものに等しい。

速度定数の公式で、(5) 式は利得定数 K を含んでいる。(6)、(7) 式では極、零点のみの関数として表わされているので、逆根軌跡法のような s 平面上の極、零点の相互関係に着目する設計法では便利である。

(2・2) 閉ループ極、零点と過渡応答 サervo系の過渡応答波形は閉ループ極、零点の位置で決まるが、閉ループ極のうち虚軸に近い一組の共役極が一番応答波形に影響が大きい。これを代表根(Dominant poles)と名づける。 $-q_1, -q_2$ を代表根とする。 ω_0, ζ_0 を



第 2 図 閉ループ時の過渡応答の一般的なスケッチと閉ループ極零点

第 2 図のように与える 応答波形は、代表根以外の極 $-q_3, \cdots -q_n$ および零点 $z_1, \cdots z_m$ の影響を受けるが、近似式として、出力の行き過ぎ量 M 、それまでの時間 T_p は次式で与えられる。⁽⁶⁾

$$T_p = \frac{1}{\omega_0 \sqrt{1 - \zeta_0^2}} \left(\pi - \sum_{i=3}^n \frac{q_1 - q_i}{q_1 - q_i} + \sum_{i=1}^m \frac{q_1 - z_i}{q_1 - z_i} \right) \quad \cdots \cdots (8)$$

$$M = \prod_{i=1}^m \frac{|q_1 - z_i|}{|z_i|} \prod_{i=3}^n \frac{|q_i|}{|q_1 - q_i|} e^{-\omega_0 \zeta_0 T_p} \quad \cdots \cdots (9)$$

(8), (9) 式は代表根での留数値におよぼす他の極、零点の影響を入れて求めたものであるが、正確には $-q_3, \cdots -q_n$ での留数値の影響を考慮して計算しなければならない。この計算はかなり時間を消費するので、最近では代表根以外のいろいろな極、零点の配置に対する応答波形が電子計算機を用いて算出され、図表が得られている。⁽⁷⁾ 必要に応じてこれらを利用すればよい。しかしこれらの図表がさらに多数現われることが望ましい。

3. 逆根軌跡と ϕ_0 線図

(3・1) 逆根軌跡法 普通の根軌跡法においては、根軌跡は開ループ伝達関数 $G(s)$ の極を出発して、 $G(s)$ の零点に終るものである。これに対して逆根軌跡法においては、逆根軌跡は閉ループ伝達関数 $G_c(s)$ の極から出発して、その零点に終る。一般に

$$G_c(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)} \quad \cdots \cdots (10)$$

ゆえに

$$G(s) = \frac{G_c(s)}{1 - G_c(s)} \quad \cdots \cdots (11)$$

したがって

$$G_c(s) = 1 \quad \cdots \cdots (12)$$

を満足する s 平面上の曲線が逆根軌跡となる。この上の開ループ伝達関数の極が存在する。

(12) 式は複素変数の方程式であるから、次の二つの実数方程式と等価である。

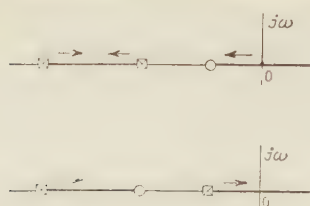
$$\angle G_c(s) = k \cdot 360^\circ \quad (k=0, 1, 2, \cdots) \quad \cdots (13)$$

$$|G_c(s)| = 1 \quad \cdots \cdots (14)$$

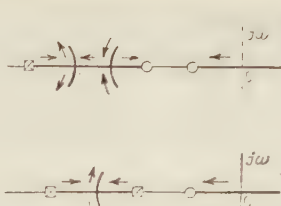
(13), (14) 式は $G_c(s)$ を (2) 式で表わすと、次式のように書き直される。

$$\sum_{i=1}^n \frac{1}{s - q_i} - \sum_{i=1}^m \frac{1}{s - z_i} = k \cdot 360^\circ \quad \cdots \cdots (15)$$

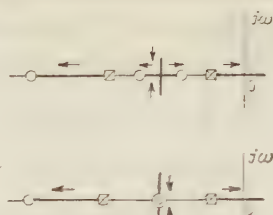
* 以下ループ伝達関数の極のかわりに、単にループ極と書く。



第3図 逆根軌跡の実軸上の分布



第4図 実軸分枝と複素分枝



第5図 二重零点に
はいる分枝

$$K_e \frac{\prod_{i=1}^m |s - z_i|}{\prod_{i=1}^n |s - q_i|} = 1 \dots \dots \dots (16)$$

(13), (15) 式は逆根軌跡上では角の総和は 0° か 360° の倍数であることを示している。

根軌跡法の場合と同様に逆根軌跡を描くときの法則を次に列記しておく。

- (1) 軌跡は実軸について対称である。
- (2) 軌跡の各分枝は閉ループ極から出発し、零点か無限遠に終る。
- (3) 無限遠にゆく分枝の数は閉ループ極の数 n と、零点の数 m の差 $n-m$ に等しい。 ($n > m$)
- (4) 無限遠にゆく分枝は実軸と

$$\frac{k \cdot 360^\circ}{n-m} \dots \dots \dots (17)$$

$m < n$ として、 $k=0, 1, \dots, (n-m-1)$ の角度を示す

(5) 逆根軌跡においては s 平面の実軸上で正の無限遠へゆく分枝が必ず存在する。この点は普通の根軌跡と異なる点であるから注意しなければならない。

(6) 無限遠へゆく分枝の漸近線は一点において交わり、その点は

$$\frac{\sum_{i=1}^n \text{Re}(q_i) - \sum_{i=1}^m \text{Re}(z_i)}{n-m} \dots \dots \dots (18)$$

(7) $n-m \geq 2$ の場合には、閉ループ極の重心と開ループ極の重心は一致する。すなわち

$$\sum_{i=1}^n q_i = \sum_{i=1}^m p_i \dots \dots \dots (19)$$

(8) 実軸上の逆根軌跡の存在範囲はその部分の右に必ず閉ループ極、零点の和の数が偶数個存在しなければならない。第3図では実軸上の分布範囲の例を示す。実軸上一番右の部分は常に存在可能な部分であることに注意。

(9) 実軸上に閉ループ極が相となりあってならば、その間が逆根軌跡の存在範囲ならば、これからわかれて出る複素分枝が必ずある。このような範囲に複素分

枝がはいってくることもありうる。例を第4図に示している。この場合の分枝点は (16) 式を満足する $K_e(s)$ の極値として与えられる。 K_e の極値は $s = \sigma + j\omega$ で $\omega = 0$ の条件の下で

$$\frac{dK_e(\sigma)}{d\sigma} = \frac{d}{d\sigma} \frac{\prod_{i=1}^n |\sigma - q_i|}{\prod_{i=1}^m |\sigma - z_i|} = 0 \dots \dots \dots (20)$$

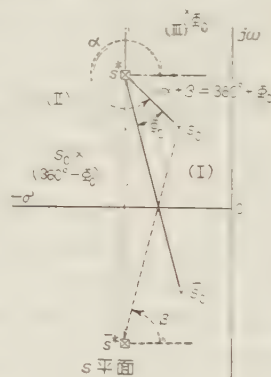
からその根として求められる。

(10) 同様にして、実軸上に零点が相となりあってならば、その間が逆根軌跡の存在範囲ならばはいる複素分枝が必ずある。第5図はこれを示す。

(3・2) Φ_0 線図 根軌跡法、逆根軌跡法において、

与えられた伝達関数の軌跡が描きにくい場合がしばしばある。これは実軸上の分布は前節の法則からすぐに判明するから、複素分枝がどのように分布しているかの判別がむずかしい点にあると思われる。

実軸上の零点、極から s 平面上の複素数値を代表する点 s_0 への



第6図 Φ_0 線図

角は図上にすぐわかるから、これらの極、零点での角寄与はすぐわかる。問題は共役極、共軌零点での角寄与の和がすぐわからない点にある。

いま共役極を s^* , \bar{s}^* とすると、 s 平面上の複素数 s_0 での s^* , \bar{s}^* の角寄与の和は s^* から s_0 , \bar{s}^* へ向う線のなす角を Φ_0 とすると、 s^* に対する s_0 の相対的な位置によって (21) 式のようになる。(I), (II), (III) は第6図で示す領域を表わす。

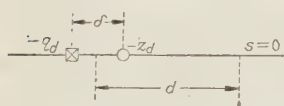
$$\left. \begin{aligned} s_0 \text{ での } s^*, \bar{s}^* \text{ の角寄与の和} &= 360^\circ + \Phi_0 \dots (I) \\ &= 360^\circ - \Phi_0 \dots (II) \\ &= \Phi_0 \dots (III) \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (21)$$

してゆく。

一方、開ループ伝達関数 $G(s)$ の一部 $G_1(s)$ は任意に変えられない固定部伝達関数である。閉ループ極から出る逆根軌跡は、固定部伝達関数の極を軌跡の各分枝の対応点として通ることが必要である。この条件を一致条件という。開ループ極、零点のうち $G_1(s)$ に含まれないものは補償回路あるいは調節部で実現することが必要で、直列補償回路の伝達関数 $G_2(s)$ で表わされる。

本文においては代表根 (ω_0, ξ_0) の位置、 $G_1(s)$ 、 K_n を指定して、なるべく簡易な過程で、実用的な $G_2(s)$ を求めることを目標としている。場合によって K_n をあらかじめ与えることができない場合もある。そのようなときには、 (ω_0, ξ_0) と $G_1(s)$ とから、閉ループ極、零点が決まるから、 K_v はすぐ計算される。この K_n を K_{v0} とすると、逆根軌跡の実軸上の存在範囲に第10図のように閉ループダブルレット $-q_d, -z_d$ をそ

$$\frac{1}{K_v} = \frac{1}{K_{v0}} - \frac{\delta}{d^2} \dots\dots\dots (22)$$



第10図

がなりたつから、ある限度の K_v を実現できる。設計を行うにあたって原則的に考慮すべき点を述べると次のようになる。

(a) Mortensen 氏によると、⁽⁵⁾ 閉ループ極、零点のうちあらかじめ位置を指定される数を N とする。このとき速度定数や開ループ伝達関数の利得定数 K を指定しない場合には、補償回路の極、零点の数をそれぞれ R, S とすると、

$$R+S \geq N-1 \dots\dots\dots (23)$$

速度定数を指定すると

$$R+S \geq N \dots\dots\dots (24)$$

閉ループ極、零点として、代表根のみを指定する場合は $N=2$ であるから

$$R+S \geq 2 \dots\dots\dots (25)$$

$R=S=1$ とすると、等号のなりたつもっとも簡単の場合は、進相、遅相回路で実現できることになる。固定部伝達関数の極数は与えられ、 r 個、 $r+R$ が開ループ極の数でこれはもちろん閉ループ極の数である。したがって $r+R-N$ 個の閉ループ極を決定しなければならない。たとえば $r=3, N=2$ の場合、 K_v を指定したとすると、零点の数が1ならば $S=1$ で、 $R=1$ 、したがって $3+1-2=2$ で2個の閉ループ極をき

めればよいことがわかる。

(b) 逆根軌跡のうち、複素分枝の分布を決めるのに前節の Φ_0 線図の考え方が有効のことは明らかである。代表根からの角寄与は Φ_0 線図から明らかであるから、逆根軌跡のうち代表根からの複素分枝の存在範囲を与えると、必要な実軸上の閉ループ極、零点のなりび方がわかる。

(c) 代表根およびその他の閉ループ極、零点の位置は、逆根軌跡の各分枝が固定部伝達関数の極を同時に通ることが必要であるから、そのように決定されなければならない。(2・1) 節での式に対応して、これを式で表わせば、一致条件の式は、固定部の極 $-p_1 (=0), -p_2, \dots, -p_n$ 、代表根 $-q_1, -q_2(\omega_0, \xi_0)$ 、その他の閉ループ極を $-q_3, \dots, -q_n$ 、開閉ループ零点を $-z_1, \dots, -z_m$ とすると

$$K_n = \frac{\omega_0^2 q_3 \dots q_n}{z_1 \dots z_m} = \left| \frac{(q_1 - p_k)(q_2 - p_k) \dots (q_n - p_k)}{(z_1 - p_k) \dots (z_m - p_k)} \right| \dots (26)$$

$$\sum_{i=1}^n \frac{1}{q_i - p_k} - \sum_{j=1}^m \frac{1}{z_j - p_k} = N \times 360^\circ \dots\dots\dots (27)$$

上式で $k=2, \dots, r$ で、 N は整数

もちろん、閉ループ極は開ループ極を出発点とする普通の根軌跡の上にあるから、上式に対応する周知の条件式が同時に成立している。

(d) 速度定数 K_n と極、零点の間には (5)~(7) 式の関係式がある。これらの式で、代表根として $-q_1, -q_2$ を (ω_0, ξ_0) として表わすと、(6), (7) 式は次式で表わされる。

$$\frac{1}{K_n} = \frac{2\xi_0}{\omega_0} + \frac{1}{q_3} \dots + \frac{1}{q_n} - \frac{1}{z_1} \dots - \frac{1}{z_m} \dots\dots\dots (28)$$

$$K_v = \frac{\omega_0^2 q_3 \dots q_n}{p_2 \dots p_r p_{r+1} \dots p_n} \dots\dots\dots (29)$$

(e) 多くの場合、閉ループ極、零点の数の差は2かあるいはそれ以上である。 $n-m \geq 2$ このとき

$$2\xi_0 \omega_0 + q_3 \dots + q_n = p_2 + p_3 \dots + p_n \dots\dots\dots (30)$$

形式上でいえば、設計問題は以上の諸式を連立させて、既知量 (ω_0, ξ_0) 、 K_n 、 $p_1 (=0)$ 、 p_2, \dots, p_r 、 z_1, \dots, z_n を与えて、 q_3, \dots, q_n 、 p_{r+1}, \dots, p_n 、 z_{n+1}, \dots, z_m を求めることである。しかし条件式の数は未知数の数より多いから、これらの式のうちから、場合に応じて、形式にとらわれず、選択を行うことが必要である。選択についての一般法則は現在のところ得られていない。しかし設計の過程が簡易で、かつ得られる補償回路が容易に実現できるものであることが望ましい。

サーボ機構の場合、固定部伝達関数の形は比較の簡単な場合が多い。まず固定部伝達関数の極が実軸上にある場合は、(a), (b) を用いて、閉ループ極、開ループ極、零点の数、分布を図形的に大体考察しておく。これらの極、零点の位置は指定された K_v に対して、公式 (6), (7) を用いるだけで、容易に求められる。従来は (7) 式が用いられなかったので、簡単な等式が不足していた。この場合、一致条件式の絶対値の (26) 式および角条件式 (27) は設計後のチェック用として使える。(4・2) 節では直列補償を (5・1) 節は並列帰還補償について述べている。

次に固定部伝達関数が共役極を有する場合には、共役極が s 平面の原点にきわめて近接している場合は、簡単な直列補償では、閉ループ特性の改善は困難であることが知られている。⁽¹⁾⁽⁸⁾ この場合には、並列帰還補償が有効であって、この例を (5・3) 節で示している。直列補償の例としては、固定部の共役極が代表根の左側に存在する場合を考察している。この場合には (a), (b) で大体必要とする閉ループ極、零点の数、分布を決めて、 s 平面上原点より十分に離れた実軸上の極、零点を任意に与えてのち、原点に近い部分に配置される極、零点を位置を (26), (27) 式の一致条件から出す。この際、条件式を s 平面上の図形関係に着目して三角関数で表示する方法を示している。共役極からの角度で、極、零点の位置がきまるので簡単である。

いずれの場合も、設計の手順が簡単で、実用的な補償回路が得られればよいわけだが、設計手順が簡単でも、得られる補償回路が実用上実現困難であれば望ましくない。以下の例では、いずれも増幅器、進相、遅相回路、タコメータなど普通に広く用いられる形で、補償回路の設計を行っている。

(4・2) 固定部伝達関数が実数極を有する場合 固定部伝達関数の形を

$$G_1(s) = \frac{K_1}{s(s+a)} \quad (a: \text{正の実数}) \dots\dots (31)$$

とする。次に設定される代表根を (ω_0, ζ_0) 、速度定数を K_v とする。

いま $|\operatorname{Re}(-q_1)| \geq a$ のときを考えよう。このときは、逆根軌跡は代表根の右側の領域にある必要がある。 s_0 を逆根軌上の点とすると、例 1 の考察によって、実軸上閉ループ極、零点の配置は、零点が

右側にならぶ。 s_0 での角は第 11 図のように s_0 での ϕ_0 角 (代表根からの) に等しい。以上の図上の考察で必要なことは、逆根軌の大体の分布状態と、実軸上の零点と極の順である。これらの位置は次式から容易に求まる。 K_v は設定されるから、(6), (7) の公式から

$$\frac{1}{K_v} = \frac{2\zeta_0}{\omega_0} + \frac{1}{q_3} - \frac{1}{z_1} \dots\dots\dots (32)$$

$$K_v = \frac{\omega_0^2 q_3}{a p_3} \dots\dots\dots (33)$$

また閉ループ極、零の差は 2 以上である。(30) 式から

$$2\zeta_0\omega_0 + q_3 = a + p_3 \dots\dots\dots (34)$$

したがって (33), (34) 式から q_3, p_3 はすぐ求められる。 q_3 を (32) 式に代入して z_1 は求められる。Aseltine 氏⁽⁹⁾ は同様の例を (26) 式の一致条件を用いて解いている。これは (7) 式の公式が見出されず (6) 式の Guillemin 公式のみを条件式にするから、一致条件式が必要となる。数値例を比較すれば、本文の方法ははるかに簡易なることがわかる。

例 3 $G_1(s) = 10/s(s+10)$ 、代表根 $(\omega_0 = 25 \text{ rad/s}, \zeta_0 = 0.5)$ 、 $K_v = 30 \text{ s}^{-1}$ 。

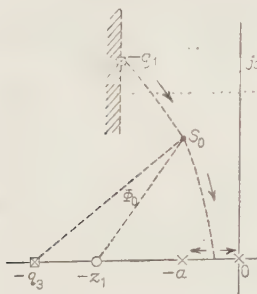
(33), (34) 式から

$$30 = 25^2 q_3 / 10 p_3, \quad 25 + q_3 = 10 + p_3$$

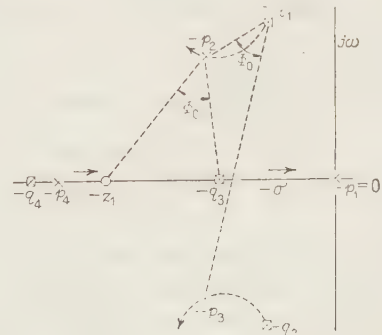
したがって、 $q_3 = 13.8, p_3 = 28.8$ (32) 式から、 $z_1 = 12.7$ となる。 q_3, z_1 は近づいているから、過渡応答の形はほとんど代表根で指定したものと考えてよい。この場合の補償回路伝達関数の形は

$$G_2(s) = 30 \frac{s/12.7 + 1}{s/28.8 + 1}$$

(4・3) 固定部伝達関数が共役極を有する場合 固定部伝達関数が共役極を有する場合、特に原点に近く存在する場合に、簡単な進相、遅相回路のみで直列補償すると複雑になるし、あまり有効でないことがしばしば指摘される場所である。このような例は (5・3) 節



第 11 図



第 12 図

で述べる。ここでは、共役極 $-p_2, -p_3$ が代表根の左側の領域にくる場合を考えよう。代表根 $-q_1$ から $-p_2, -p_3$ を見る角を Φ_0 とすると、(21) 式から、代表根の $-p_2$ での角寄与は $360^\circ - \Phi_0$ である。したがって、逆根軌跡が $-p_2$ を通るためには、他の閉ループ極、零点からの $-p_2$ での角寄与の総和は、 $n \times 360^\circ + \Phi_0$ である。 n は整数、 $n=0$ の場合を考えると、 $+\Phi_0$ である。実軸上の閉ループ極、零点の数をそれぞれ 1 とすると、極は右側である。閉ループ極、零点をそれぞれ $-q_3, -z_1$ とすると、 $-q_1$ を出た逆根軌跡が $-p_2$ を通るときに、同時に $-q_3$ を出た逆根軌跡が $-p_1(=0)$ を通ることが必要である。 q_3, z_1 だけでは補償回路は $K(s+z_1)$ の形となる。いま進相回路で実現するために、充分に原点から離れた q_4 の閉ループ極を与えておく。

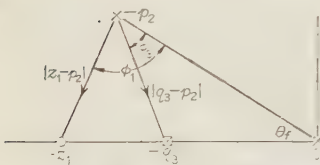
この場合一致条件式は

$$\frac{|q_1 - p_2| |q_2 - p_2| |q_3 - p_2| |q_4 - p_2|}{|z_1 - p_2|} = \frac{\omega_0^2 q_3 q_4}{z_1} \quad (35)$$

与えられる量を分けて

$$\frac{z_1}{|z_1 - p_2|} \frac{|q_3 - p_2|}{q_3} = K_f \quad (36)$$

$$K_f = \frac{\omega_0^2 q_4}{|q_1 - p_2| |q_2 - p_2| |q_4 - p_2|} \quad (37)$$



第 13 図

K_f は s 平面上の長さを測って求められる。いま (36) 式を第 13 図のような図形関係に着目して ϕ_i を用

いと、(36) 式は次のように表わされ、

$$\sin \phi_1 / \sin \phi_3 = K_f \quad (38)$$

また一方、一致条件のうちの角条件のほうは

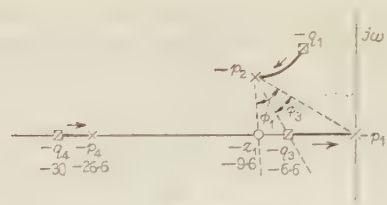
$$\phi_1 - \phi_3 = \Phi_0 - \theta_{q_4} = \Phi_0' \quad (39)$$

(38), (39) 式を解いて、

$$\tan \phi_1 = \frac{\sin \Phi_0'}{\cos \Phi_0' - K_f^{-1}} \quad (40)$$

これから、図上に ϕ_1, ϕ_3 を $-p_2$ で描いて $-z_1, -q_3$ は決まる。 $-q_4$ の対応極 $-p_4$ は (30) 式から出る。

例 4 固定部伝達関数の極 $-p_1(=0), -p_2, -p_3 = -10 \pm j6$ 。また代表根の位置 $\omega_0 = 10, \zeta_0 = 0.5$ とする。まず、 $-q_4 = -30$ とし、 s 平面上の長さから $K_f = 10^2 \times 30 / 5.6 \times 15.4 \times 20.8$ である。 $K_f^{-1} = 0.598$ 。

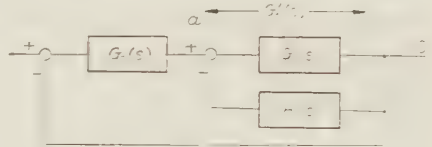


第 14 図

$\Phi_0' = 42^\circ - 16.5^\circ = 25.5^\circ$, $\phi_1 = \tan^{-1} 1.43 = 55^\circ$, $\phi_3 = 29.5^\circ$, $-z_1 = -9.6$, $-q_3 = -6.6$, $-p_4 = -25.6, 6.6$, (7) 式から、この場合 $K_b = 5.5 \text{ s}^{-1}$ 。

5. 並列帰還補償法

(5・1) 一般的考察 主ループの他に、固定部伝達関数を与えている制御対象を帰還ループでかこんで、補償する並列帰還補償 (Feedback, minor-loop compensation) は広く利用される。ここでは後の設計を考察するに必要な範囲で簡単な説明を加える。いま第 15 図のブロック線図において、 $a-b$ の間で並列帰還を行うとする。このとき $a'-b$ の間の等価伝達関数を $G_1'(s)$ 、また順方向の伝達関数を $G_1(s)$ 、帰還部の伝達



第 15 図

関数を $H(s)$ とすると次の関係が一般に成立する。

$G_1'(s)$ の零点は $G_1(s)$ の零点と $H(s)$ の極とよりなり、 $G_1'(s)$ の極は $1+GH(s)=0$ の根と $H(s)$ の零点で $G_1(s)$ の極と一致するものとよくなる。

もっとも多く用いられる場合を一般式で表わすと、

$$G_1(s) = \frac{K_1(s+z_1)(s+z_2)\cdots(s+z_\mu)}{s(s+p_2)\cdots(s+p_r)} \quad (41)$$

$$H(s) = \frac{K_h s(s+s_1)(s+s_2)\cdots(s+s_h)}{(s+s_{h+1})(s+s_{h+2})\cdots(s+s_k)} \quad (42)$$

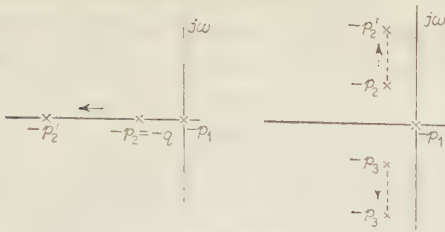
$$G_1'(s) = K_1 \frac{(s+z_1)\cdots(s+z_\mu)(s+s_{h+1})\cdots(s+s_k)}{s'(s+p_2')\cdots(s+p_{r-k-h-2}') \quad (43)$$

ここに $s_j \neq p_i, j=1, 2, \dots, h; i=1, 2, \dots, r$, また p_i' は $1+H(s)G_1(s)=0$ の根である。

簡単な場合について考えておく、 $H(s) = K_h s$ (Rate feed-back) のとき、

$$G_1(s) = K_1/s(s+a)$$

a が正の実数とすると $1+GH=0$ の根は



第 16 図

$$-p_2' = -(a + K_1 K_h)$$

となる。したがって $G_1'(s)$ の極は $G_1(s)$ の極より左へ移動している。 $G_1'(s)$ の零点はなく、極は 0 と $-a - K_1 K_h$ とである。

次に

$$G_1(s) = K_1/s(s+p_2)(s+p_3)$$

p_2, p_3 が共役極となる場合を考える。 $p_2 = \bar{p}_3$ のときは、第 16 図のように $-p_2, -p_3$ は s 平面の虚軸に平行に移動する。したがって主ループに対して、かえって不安定になる影響を与える。このときは、

$$H(s) = K_h s(s+s_1)/(s+s_2)$$

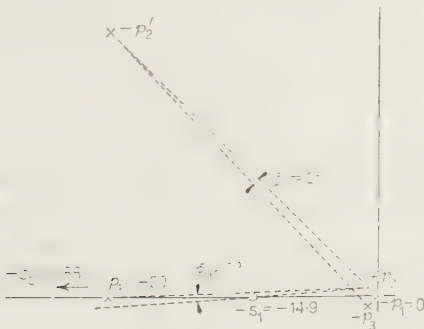
を帰還部に入れると、固定部伝達関数の共役極 $-p_2, -p_3$ を任意の位置に移動させることができる。次の数値例で考えよう。

例 5 固定部伝達関数は $-p_1=0, -p_2, -p_3=-1 \pm j$ とする。いま $-1 \pm j$ の共役極を $-30 \pm j 30$ へ移動させること。 $H(s)$ として微分回路と進相回路の直列接続を考える。 $-p_2', -p_3'=30 \pm j 30$ とする。 $-p_4'$ として $-p_4'=-30$ とする。ところで $-p_2'$ の $-p_2$ での Φ_0 角は $\Phi_0=2^\circ$ である。 $H(s)$ の零点の位置は例 1 の作図と同様にして、 $-s_1=14.9$ また一方、極 $-s_2$ の位置は

$$s_2 + 2 \operatorname{Re}(p_2) = p_4' + 2 \operatorname{Re}(p_2') \dots\dots\dots (a)$$

$$\text{すなわち } s_2 + 2 = 30 + 60$$

$$\text{ゆえに } -s_2 = -88, s \text{ 平面での開ループ極, 零点と}$$



第 17 図

閉ループ極の距離から、 $K_1 K_h = 3,370$, $K_1 = 1,000$ とすると、 $K_h = 3.37$,

$$H(s) = 3.37 s(s+14.9)/(s+88)$$

ここで $-p_2'$ の実数部が一定の線上を動くと、(a) 式から $-s_2$ の位置は不変で、 $-s_1$ の位置のみ Φ_0 角に応じて変化すること、および主ループについては $-s_2$ が零点で、 $-s_1$ は零点でも極でもないことに注意しておく。

(5・2) 固定部伝達関数が実数極を有する場合の並列帰還補償 (4・2) 節の場合と比較して、補償回路の時定数が同じ代表根 K_v の値に対して、小さくとれることが多いので有利なことが多い。数値例で示す。

例 6 固定部伝達関数 $G(s) = 1/s(s+1)$, 代表根 $\omega_0 = 30 \text{ rad/s}$, $\zeta_0 = 0.5$, 速度定数 $K_v = 30; 50 \text{ s}^{-1}$ 。

(a) 初めに $K_v = 30 \text{ s}^{-1}$ の指定条件で設計する。

(6) の公式から、

$$1/K_v = 2\zeta_0/\omega_0 + \dots$$

いま $2\zeta_0/\omega_0 = 1/30$ であるから、 $K_v = 30 \text{ s}^{-1}$ の条件は代表根のみで満足される。したがって Rate feedback によって、固定部伝達関数の極 -1 を -30 に移せばよいことがわかる。 $[G_1'(s)]$ の極は $0, -30$ のみで、代表根はこれらの垂直二等分線上]

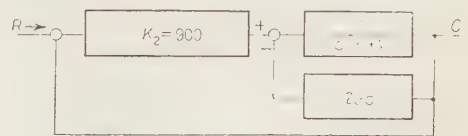
$p_2' = p_2 + K_1 K_h = 30$ から、 $K_1 = 1$ であるから $K_h = 29$ すなわち並列補償部の定数 K_h は 29 であればよい。このとき必要な主ループの利得定数 K は $K = K_1 K_2 - K_2$

$$\frac{C}{E}(s) = \frac{K_2}{s(s+30)}$$

$$K_v = s \frac{C}{E}(s) \Big|_{s=0} = \frac{K_2}{30} \text{ ゆえに, } K_2 = 900$$

ゆえに $K_v = 30 \text{ s}$ を満足する系のブロック線図は第 18 図のようになる。

(b) 次に $K_v = 50 \text{ s}^{-1}$ を求められる場合は (6) 式から、代表根のみでは実現不可である。代表根以外の閉ループ極、零点が実軸上に分布するとし、この極、零点はダブレットとなっているようにする。このときは過渡応答は代表根によるものとほとんど一致する。 $K_v > 30$ のゆえにダブレットは零点を右にして配置さ



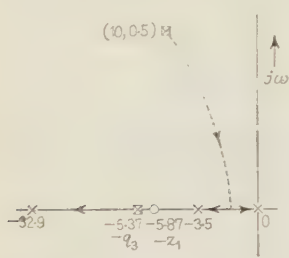
第 18 図

れる。いまこれを $-z_1, -q_3$ とおく。(6) 式から

$$1/50 = 1/30 - 1/z_1 + 1/q_3$$

すなわち

$$1/z_1 - 1/q_3 = 1/75 \dots\dots\dots (b)$$



第 19 図 例 6(b) の場合
の極零点の位置 (スケールは不均一)

また $-p_2'$ を代表根から出た逆根軌跡が実軸にはいり、一方が $-p_1 = 0$ を通るときに、 $-z_1$ に向うものが対応する開ループ極とする。 $-p_3'$ を $-q_3$ からの逆根軌跡上の開ループ極とする。(7)

式から $\omega_0 = 30$ であるから、

$$50 = 30^2 q_3' / p_2' p_3' \\ p_2' p_3' / q_3 = 18 \dots\dots\dots (c)$$

また一方 (30) 式から

$$30 + q_3 = p_2' + p_3' \dots\dots\dots (d)$$

いまダブレット幅を 0.5 とすると (b) 式から

$$z_1 = 5.87, q_3 = 6.37$$

(c), (d) 式から

$$p_2' \times p_3' = 114, p_2' + p_3' = 36.4$$

したがって、

$$p_2' = 3.5, p_3' = 32.9$$

次に並列帰還補償によって、固定部伝達関数の極 $-p_2 = -1$ を -3.5 に移動させるには、 $p_2 + K_h = p_2'$ したがって、

$$K_h = 3.5 - 1 = 2.5$$

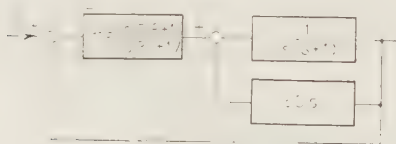
また一方、主ループの開ループ伝達関数については

$$\frac{C}{E}(s) = \frac{K_2(s+5.87)}{s(s+32.9)(s+3.5)}$$

$$50 = K_2 \frac{5.87}{32.9 \times 3.5}$$

これから K_2 が求められる。

結局構成図第 20 図のような結果が得られる。



第 20 図

(5.3) 固定部伝達関数が共役極を有する場合の並列帰還補償 固定部の極が s 平面の原点の近くに接近している共役極である場合、直列補償のみでは複雑になる。(8) ここでは並列補償によって、原点の近くの共役極を代表根に対して影響ない位置に移し、並列帰還によって等価的に生ずる伝達関数 $G_1'(s)$ の極と $s=0$ の極とを代表根からの逆根軌跡が同時に通るような設計例を示す。

例 7 $G_1(s)$ の極は $0, -2 \pm j2$, 代表根 ($\omega_0 = 10, \zeta_0 = 0.5$)、この場合、単に $H(s) = K_h s$ では $G(s)$ の共役極は虚軸に平行にうごく。したがって、帰還部の伝達関数の形は次のように与えられる。

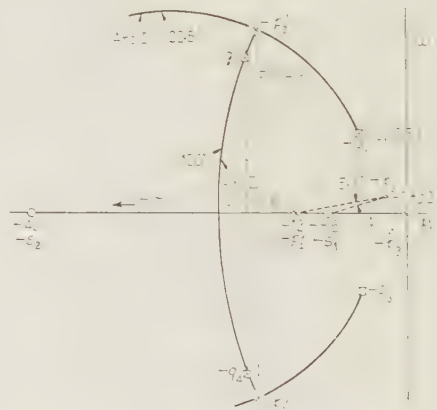
$$H(s) = K_h s(s+s_1)/(s+s_2)$$

(1) 内側のループ すなわち並列帰還回路を閉じるとき、 $-p_2, -p_3 = -2 \pm j2$ を s 平面上実数部が -16 の線上に移動させよう。このとき同時に $-s_2$ に対応する閉ループ極は右へ移動し、 $-p_4 = -12$ の位置にくるものと指定すると、

$$s_2 + 4[2 \operatorname{Re}(-2 \pm j2)] = 12 + 2 \times 16$$

$-s_2 = -40$ また s_1 は実数部が 16 の極の位置が決まればすぐ求められる。

(2) 次に内側のループを閉じ、主ループを開いた開ループ伝達関数について、極は $-p_1 = 0, -p_4 = -12$ および $\operatorname{Re}(-p_2', -p_3') = -16$ を満足する共役極。また零点は -4° である。



第 21 図

代表根を $0, -12, -40$ でみる角は、それぞれ $120^\circ, 51^\circ, 13.5^\circ$ で代表根 $-q_1, -q_2$ を $-p_2'$ でみる角を ϕ_0 とすると、 $-p_2'$ は代表根の左側で代表根に対する $-p_2', -p_3'$ の角寄与は $360^\circ + \phi_0$ 。代表根が根軌跡上にあることから、

$$120^\circ + 51^\circ - 13.5^\circ + 360^\circ + \phi_0$$

$$=k \cdot 360^\circ + 180^\circ \quad k=1$$

ゆえに $\Phi_0=22.5^\circ$ となる。すなわち代表根を 22.5° でみる弧と $\text{Re}(-16)$ の線の交点として作図から

$$-p_2', -p_3' = -16 \pm j 20.4$$

(3) 代表根以外の閉ループ極 $-q_3, -q_4$ は同様にして, $-p_2', -p_3'$ が逆根軌跡上にあることを利用して図上に求められる。 $-p_2'$ に対する代表根 $-q_1, -q_2$ の角寄与は, $-q_1$ で $-p_2', -p_3'$ を見る角 $\Phi_0=116^\circ$ で, かつ $-p_2'$ は左側にあるから (21) 式から $360^\circ-116^\circ$, また零点 -40 の $-p_2'$ での角寄与は 40° , また $-q_1$ が $-p_2', -p_3'$ を見る角を Φ_0' とすると, $-q_3, -q_4$ の角寄与は (21) 式で III の領域に $-p_2'$ があるから Φ_0' , したがって

$$\Phi_0' + 360^\circ - 116^\circ - 40^\circ = 360^\circ$$

ゆえに

$$\Phi_3' = 156^\circ$$

また $-q_3$

$$-2 \text{Re}(-q_3) = 32 + 12 - 10$$

よって

$$\text{Re}(-q_3) = -17$$

ゆえに -17 の線と $\overline{p_2' p_3'}$ の左側の 156° の弧との交点で

$$-q_3, -q_4 = -17 \pm j 18$$

(4) $-s_1$ の位置は $-16 + j 20$ の $-2 \pm j 2$ を見る角 $\Phi_0=5.3^\circ$ 。ゆえに -12 と $-2 + j 2$ とを結ぶ線と 5.3° をなす角を右にとり, $-s_1 = -8.6$ 。

(5) 第 21 図でベクトルの長さを計算して, 内側のループについて $K_1 K_h = 893$ 。主ループの定数 $K = K_1 K_2 = 1,544$ 。これらを適当に分配すれば第 22 図の構成図を得る。この場合 $K_0 = 7.5 \text{ s}^{-1}$ である。(5・2) 節の例のように K_2 を大きくするにはダブレットを入れればよいが, これは K_1 のブロックに直列に遅れ回路を入れることに相当する。(5・2) 節で例示したからここで省略する。



第 22 図

4. 結 言

以上逆根軌跡法および極, 零点合成法に基づくサーボ系の基本的な設計法について述べた。設計の手法は代数的であったり, 作図的であったりするが, その背後にあるものは逆根軌跡法に基づく s 平面上の幾何学であるといえる。図形上の考察で本文の Φ_0 線図は角寄与の算定を容易にしている。また開閉ループ極を結びつける K_0 公式は従来見のがされてきたが, 本文では随所にこれを利用した。従来根軌跡, 逆根軌跡法による設計法にくらべ簡易な手段を与えていると思われる。末筆ながら同じ傾向の文献が最近大分現われているが, 本文の至急の取りまとめをすすめられた東大山村教授に感謝するものである。(昭和 34 年 6 月 4 受付, 同 35 年 5 月 24 日再受付)

文 献

- (1) H. Chestnut, R. Mayer: Servomechanisms and Regulating System Design, I, 406 (1951)
- (2) W. Evans: Control System Dynamics (1954)
- (3) Aseltine: Trans Inst. Radio Engrs, Conv. Record, Pt. II (1954-3)
- (4) J. Zaborzky: Trans Amer. Inst. Elect. Engrs 75, Pt. II, 797 (1957)
- (5) W. Carpenter: Trans Inst Radio Engrs, AC-4, 3 (1959-12)
- (6) E. Grabbe, S. Ramo & D. Wooldridge: Handbook of Automation, Computation, Control, I, 22-10 (1958)
- (7) O. Elgerd & W. Stephens: Trans Amer. inst. Elect. Engrs 78, Pt. II, 121 (1959)
- (8) L. G. Truxal: Control System Synthesis, 245-265 (1955)
- (9) Aseltine: Trans Inst. Radio Engrs, AC-4, 1 (1959-5)

付 録

(7) 式の証明 この証明はきわめて簡単である。第 1 図において,

$$E(s) = R(s)/1 + G(s)$$

いま $R(s) = \omega/s^2$ なる ω の定速度入力加わったとすると

$$E(s) = \frac{\omega}{s} \frac{(s+p_2) \cdots (s+p_n)}{(s+q_1) \cdots (s+q_n)}$$

ラプラス変換の最終値定理から $E(s)$ の定常値を ε_{ss} とすれば

$$\varepsilon_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = \frac{\omega p_2 \cdots p_n}{q_1 \cdots q_n}$$

また一方, 定義により

$$\varepsilon_{ss} = \omega/K_0$$

したがって (7) 式を得る。

UDC 621.311.1.016.35 · 621.316.722.1.078

資料・論文

35-81

電 力 系 統 と AVR の 速 応 比*

正 員 林 重 雄†

ま え が き

自動電圧調整器 (Automatic Voltage Regulator 以下 AVR と略称する) は通常系統の電圧偏差を検出して、励磁機電圧を制御し、発電機電圧を所定の値に保持しようとするもので、その本来の目的は定電圧を維持することであるが、系統の安定化に寄与し、誤動作に対する保護の機能も備えている。

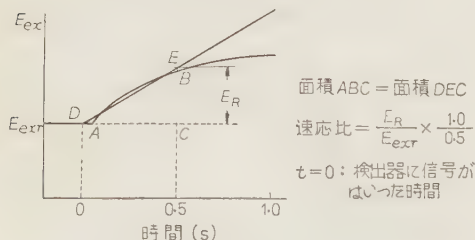
AVR のこれらの特性は、電力系統とよく協調のとれたものでなければならない。たとえば本文に示すように AVR の速応比をむやみに高くすることは無益であるばかりでなく、かえって逆効果となる場合もある。本論文においては、電力系統と AVR の速応比との協調に関して

- (1) 負荷しゃ断時の機圧上昇
- (2) 過渡安定度 (Transient stability)
- (3) 動態安定度 (Dynamic stability)

の見地より検討を加え、AVR の速応比 (Excitation system voltage response ratio) としては 0.5~2.0 の範囲の値が適当であるという結論を得た。

1. 速 応 比

同期発電機励磁系の過渡特性を表わすのに、励磁機速応比 (Exciter response ratio) なる言葉がもちいられている。速応比は次のように定められている。定格回転数、定格電圧、無負荷で運転されている励磁機の界磁調整抵抗を突然短絡し、そのときの励磁機出力電圧過渡応答を求める。これを直線で近似して、最初の 0.5 s にかこむ面積が等しくなるようにしたとき、そ

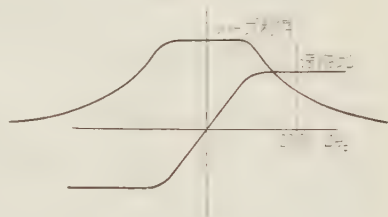


第 1 図 速 応 比

の直線の傾斜を励磁機定格電圧で割った数値で示される。この表現は調整抵抗形 AVR をもった励磁機について得られたものであり、界磁調整抵抗によらない連続形 AVR には不適當である。文献(1)によれば、連続形 AVR についてはその検出部に発電機端子電圧が 100% から 80% に降下したのに相当する信号が、ステップ状にはいった場合の励磁機出力電圧変化より速応比を求めること、となっている。

励磁系の動作特性は、電圧変動が大きいときと小さいときとでかなり異なっている。これは AVR の特性、励磁機の飽和によるものであるが、おおざっぱにみると第 2 図に示すようになる。

すなわち、電圧変動が小さいときにはループ利得が一



第 2 図

定、電圧変動の大きさと励磁系特性動の大きいときには速応比が一定 (励磁機の飽和などのためループ利得は小さくなる) となる。

以下述べる負荷しゃ断時の機圧上昇、過渡安定度のように大きな電圧変動をとまなう問題に対しては速応比の考え方をを用いるのがつごうよい。

$$\begin{aligned} \frac{de_{fd}}{dt} &= R e_{fd} & \Delta e_i < 0 \\ &= 0 & \Delta e_i = 0 \\ &= -R e_{fd} & \Delta e_i > 0 \end{aligned}$$

一方、動態安定度の問題など微小な電圧変動を問題とするときには、ループ利得一定であるから伝達関数の考え方をもちいるのがよい。

$$\Delta e_{fd} = H(p) \Delta e_i$$

ただし $H(p)$: 励磁系の伝達関数

ループ利得と速応比の関係はそれぞれの機器によって異なるが、その一例を (4.3) 節に示してある。

2. 負荷しゃ断時の機圧上昇と速応比

受電端において負荷しゃ断が行われたときには、発電機端子電圧は負荷電流の減磁作用による降下分の消

*Excitation Voltage Response in Power Systems. By S. HAYA-SHI, Member (Mitsubishi Electric Mfg. Co. Ltd.).

†三菱電機株式会社研究所電気第一研究室, 電力系統, 機器の解析的研究担当

失だけでなく、速度上昇、進相電流による電圧上昇も加わり、相当高い値になることが予想される。AVRの速応比を高めることにより、電圧上昇を抑制することが期待されるが、この点を中心にこの問題を検討する。

(2.1) モデル系統 対象とした系統は第3図に示すものである。



第3図 モデル系統（機上上昇）

解析にあたっては次の仮定を用いた。

(1) 発電機は飽和を考慮し、次過渡効果、固定子抵抗、固定子側過渡現象は無視する。

(2) 変圧器は飽和を考慮し、損失は無視する。

(3) 送電線は等価コンデンサで表わし、損失は無視する。

(4) 発電機の速度上昇（周波数の上昇）は考慮する。

(5) 励磁系の特性は速応比で表わす。

磁気飽和のような非線形特性が存在するときは、厳密には線形変換である d - q 成分への変換は行えないのであるが、第一近似として線形の場合と同様 d - q 変換は可能であるとし、飽和は d 軸においてのみ生じ、 q 軸では生じないものとする。系統の抵抗分を無視すれば負荷シャ断後には零力率となり、 d 軸分についてだけ考えればよいことになる。第2図の系統について次の方程式がなりたつ。

同期機⁽²⁾

$$\left. \begin{aligned} \dot{\psi}_d &= -x_1 i_d + f\{x_{ad} i_{fd} - i_d\} \\ \dot{\psi}_{ad} &= f\{x_{ad}(i_{fd} - i_d)\} = -x_{fd} i_{fd} + \psi_{fd} \\ e_{fd} &= r_{fd} i_{fd} + p \psi_{fd} \\ e_q &= \psi_d p \theta \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1)$$

励磁回路

$$e_{fd} = e_{fd0} - e_{fdr} R t \dots\dots\dots (2)$$

ただし e_{fd0} : e_{fd} の $t=0$ における値, e_{fdr} : 同期機定格運転状態における励磁機電圧, R : 速応比

変圧器および送電線

$$\left. \begin{aligned} e_q &= \psi_d p \theta \\ \dot{\psi}_d &= g(x_{ex} i_{ex}) \\ e_q &= \left(x_t p \theta - \frac{1}{y_c p \theta} \right) i_{od} \\ i_d &= i_{ex} + i_{od} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3)$$

記号の説明

ψ , ϕ : 磁束, x : リアクタンス, I , i : 電流, r : 抵抗, e : 電圧, y : サセプタンス, θ : 回転子回転角, $p=d/dt$: 微分演算子, f, g : 磁気飽和による非線形特性

添字の説明

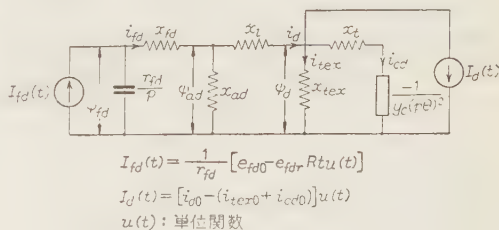
d, q : 直軸および横軸回路, t : 変圧器, l : 漏れ分, ex : 励磁成分, fd : 界磁回路, c : 充電容量

次に、発電機に負荷 $P+iQ$ がかかっている状態を考える。

$$\left. \begin{aligned} P &= e_{d0} i_{d0} + e_{q0} i_{q0} \\ Q &= e_{q0} i_{d0} - e_{d0} i_{q0} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4)$$

$$\left. \begin{aligned} e_{q0} &= \psi_{d0} \\ e_{d0} &= -\psi_{q0} \\ \dot{\psi}_{d0} &= -x_1 i_{d0} + \dot{\psi}_{ad0} \\ \dot{\psi}_{ad0} &= f\{x_{ad}(i_{fd0} - i_{d0})\} \\ \dot{\psi}_{q0} &= -x_1 i_{q0} + \dot{\psi}_{aq0} = -x_1 i_{q0} \\ \dot{\psi}_{fd0} &= \psi_{ad0} + x_{fd} i_{fd0} \\ e_{fd0} &= r_{fd} i_{fd0} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (5)$$

以上の (1)~(5) 式により、出力 $P+iQ$ で運転中の同期機が、負荷シャ断により無負荷送電線を充電するときの等価回路が得られ、第4図ようになる。負荷シャ断後の現象を、シャ断前の定常状態の値よりの偏差をとって考えると、第5図に示す構成図が得られる。



第4図 負荷シャ断前後の等価回路

(2.2) 系統定数

同期機

突極機の代表的な値⁽³⁾を示す。

定格力率 0.90

同期リアクタンス $x_d=1.20$ (定格電圧において)

$x_q=0.70$ (定格電流において)

無負荷飽和特性を第6図(a)に示す。

過渡リアクタンス $x_d'=0.30$ (定格電圧において)

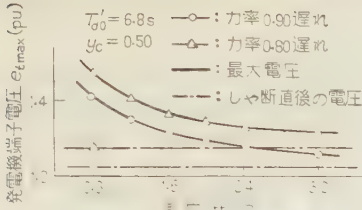
次過渡リアクタンス $x_d''=0.20$ (定格電圧において)

界磁時定数 $T_{d0}'=3.0\sim 10.0$ s

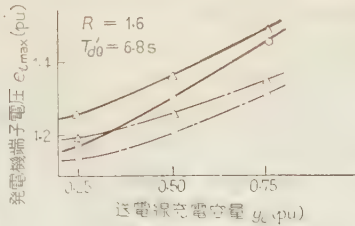
慣性定数 $H=4.5$

励磁回路

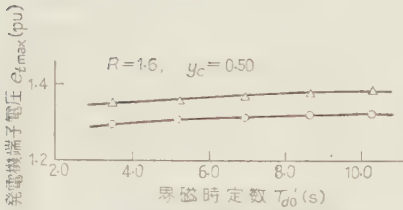
速応比 $R=0.5\sim 3.0$ の範囲を考える。



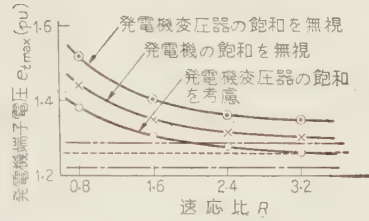
(a) 負荷しゃ断の影響



(b) 送電線充電容量の影響



(c) 発電機界磁時定数の影響



(d) 磁気飽和の影響

第 7 図 負荷しゃ断時の機圧上昇

3. 過渡安定度と速応比

励磁系の応答速度を早くするには、AVRの速応比を高くし、発電機の界磁時定数を小さくすることが考えられる。これらの値は発電機の過渡安定度極限電力におよぼす影響について検討する。

(3.1) モデル系統と系統定数 モデル系統は第8図に示すような系統で、機器および系統定数は次のとおりである。

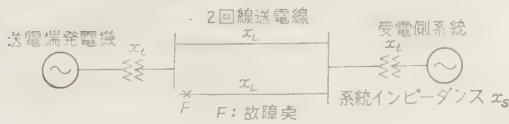
送電系定数

正相 (逆相) $x_{L1}=0.4$ pu 零相 $x_{L0}=1.2$ pu

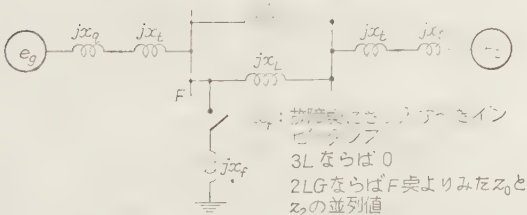
機器定数

送電端発電機

同期リアクタンス $x_d=1.2$ pu, 同期リアクタンス $x_q=0.70$ pu, 過渡リアクタンス $x_d'=$



第 8 図 モデル系統 (過渡安定度)



第 9 図 故障時等価回路

0.30 pu, 次過渡リアクタンス $x_d''=0.20$ pu, 界磁時定数 $T_{d0}'=5\sim 10$ s, 慣性定数 $H=4.5$, 定格力率 90%

この機械の定数は 2 章のものとはほぼ同じである。

励磁機頂上電圧 3.0~6.0 pu, 受電端は無限大母線とする $H=\infty$, 系統インピーダンス $x_s=0.1$ pu

変圧器

送受両端とも $x_t=0.1$ pu

故障点: 山側 F 点, 故障形態: 三相短絡 (3L), 2線地絡 (2LG), 故障時間: 6~12 サイクル (0.1~0.2 s), 無電圧時間: 18 サイクル, 再閉路方式: 三相再閉路, 初期潮流: 送電端および受電端における電圧が 1.0 pu になるような潮流。

このようなモデル系統は 275 kV, 400 MVA, 200 km の送電系統に該当する。

(3.2) 系統の方程式 突極性を有する発電機を含む系統の等価回路は, 第 9 図のようになり, したがって系統の方程式は (6) 式以下になる。

$$\left. \begin{aligned} i_d &= \frac{1}{1 - \frac{x_q - x_d'}{x_{11}}} \left(\frac{e_q'}{x_{11}} - \frac{e_{2q}}{x_{12}} \right) \\ i_q &= \frac{e_{2q}}{x_{12}} \end{aligned} \right\} \dots (6)$$

$$\left. \begin{aligned} e_{dt} &= i_q(x_q + x_t) \\ e_{qt} &= e_q' - i_d(x_d' + x_t) \\ e_t &= \sqrt{e_{dt}^2 + e_{qt}^2} \end{aligned} \right\} \dots (7)$$

$$\left. \begin{aligned} e_q &= e_q' + (x_q - x_d')i_d \\ T_{d0}' \frac{de_q'}{dt} + [e_q' + (x_d - x_d')i_d] &= e_{fa} \\ \frac{de_{fa}}{dt} &= \begin{cases} \text{Re} f_{dr} & \dots \dots \dots e_t < 1.0 \\ 0 & \dots \dots \dots e_t = 1.0 \\ -\text{Re} f_{er} & \dots \dots \dots e_t > 1.0 \end{cases} \end{aligned} \right\} \dots (8)$$

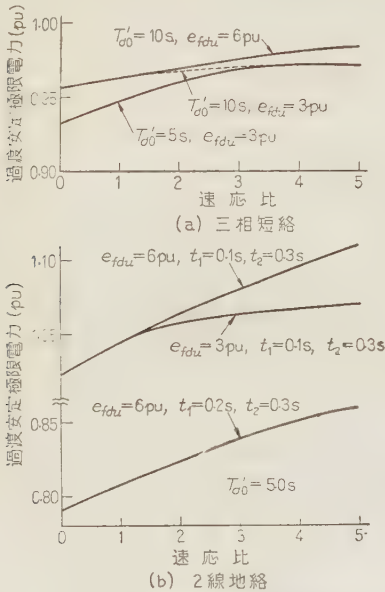
$$T_e = i_q e_q, \quad \frac{H}{\pi f} \frac{ds}{dt} = T_e - T_m \quad \dots (9)$$

$$\frac{de_{2d}}{dt} = -se_{2q}, \quad \frac{de_{2q}}{dt} = se_{2d} \quad \dots (10)$$

ただし z_{11}, z_{12} : 第 9 図の等価回路において, e_q と e_2 との間の駆動点および伝達インピーダンス, $s=1-\frac{1}{2\pi f} \frac{d\theta}{dt}$: 無限大母線に対する発電機のすべり (f : 系統の周波数), R : 励磁機速応比, e_{fdr} : 励磁機定格電圧

(3・3) 過渡安定極限電力 三相短絡時の過渡安定度 山側 F 点において, $3L$ が発生し, $0.1s$ でしゃ断, 無電圧時間 $0.3s$ をもって再投入したときの極限電力を示せば第 10 図 (a) のようになる。

2 線地絡時の過渡安定度 山側 F 点において, $2LG$ が発生したときの, $0.1\sim 0.2s$ で故障除去, 無電圧時間 $0.3s$ で再閉路したときの極限電力は, 第 10 図 (b) に示すとおりである。



第 10 図 過渡安定度と速応比

計算は Runge-Kutta 法により, 時間間隔は $\Delta t=0.1s$ とした。⁽⁵⁾

(3・4) 速応比, 発電機界磁時定数, 励磁機頂上電圧の影響 以上に述べた計算結果から, 故障除去時間, 故障形態にかかわらず次のことがいえる。

(1) 速応比は安定度にあまり影響しない。速応比を $1.0pu$ 増しても極限電力は $1\sim 2\%$ 程度しか増さない。

(2) 界磁時定数 T_{do}' の影響もきわめてわずかである。速応比の小さいところでは T_{do}' の大きいほうがかえって安定度が高い。このことは付録 1 に述べる簡単な考察により説明することができる。

(3) 励磁機頂上電圧 e_{fd} の影響もごく少ない。速応比の小さいところでは, その影響は全くないといえてよい。速応比のきわめて高いところでも, 頂上電

圧を $1.0pu$ 高めることにより極限電力を 1% 程度しか増すことができない。

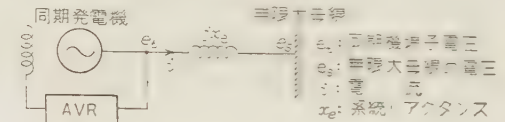
すなわち, 故障形態, 故障除去時間にかかわらず AVR の速応比, 発電機の界磁時定数, 励磁機頂上電圧の過渡安定度におよぼす効果はきわめて少ない。

4. 動態安定度 (Dynamic stability)

AVR 本来の目的は, 定電圧を維持することであるが, AVR を用いることにより, 不安定な系統を安定化することができる。特に最近ケーブル系統の増大に伴ない, 火力発電所の進相運転に関連して, 動態安定度が問題になってきている。AVR の速応比が動態安定度におよぼす影響を, 連続形および不連続形 AVR について解析した。

(4・1) モデル系統とその構成図 解析した系統は第 11 図に示すものである。連続形 AVR については, 解析法は文献 (6) により, 不連続形については, 系統および同期機を電子管アナログ計算機で模擬し, AVR は実物 (BJ 形) を用いた。⁽⁷⁾

第 12 図に電力揺動を考慮したときの同期機, 第 13 図に連続形 AVR (磁気増幅器形), 第 14 図に不連続形 AVR (BJ 形) の構成図を示す。



第 11 図 モデル系統 (動態安定度)

(4・2) AVR による進相運転領域の安定度の増進 じょう乱は無限大母線の電圧 e_2 の変動として表わした。

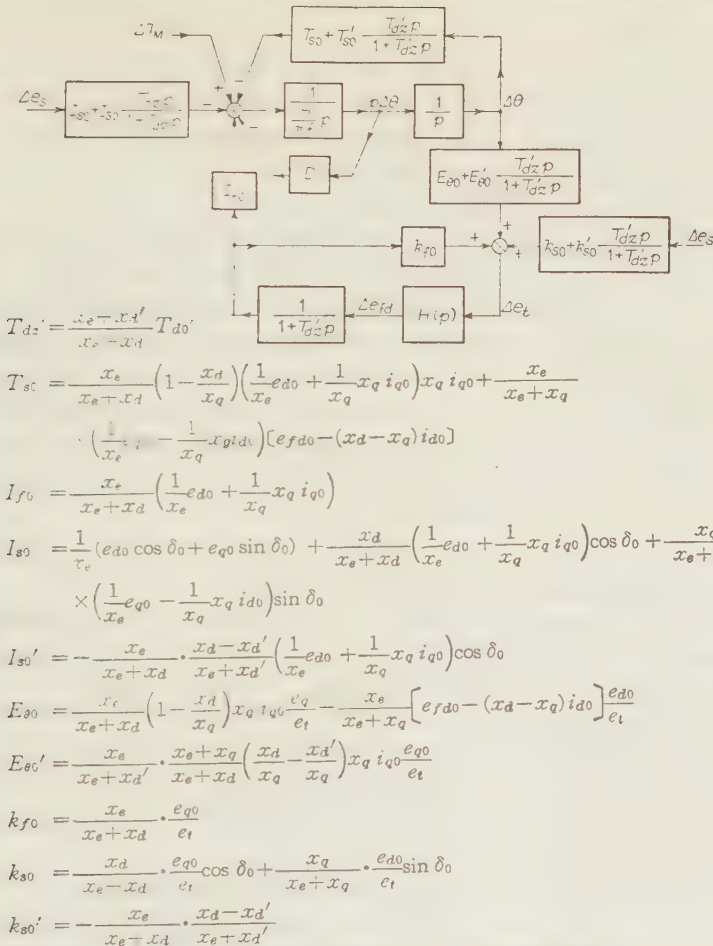
モデルとした系統の定数は次に示すものである。

周波数: $60c/s$, 基準値: $192MVA$, $18kV$,
外部リアクタンス: $x_g=0.5$, 同期機定数: $x_d=x_q=1.666$, (火力発電機): $x_d'=0.315$,
 $T_{do}'=4.5s$, $H=3.5$, $2\pi fD=3$

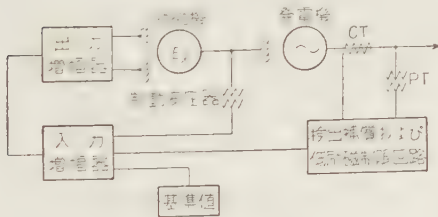
AVR のないときの定態安定度境界は次式で表わされる。

$$\left(\frac{Px_q}{e_t^2}\right)^2 + \left(\frac{Qx_q}{e_t^2} + \frac{1}{2} \frac{x_e - x_q}{x_e}\right)^2 - \frac{1}{4} \times \left(\frac{x_e + x_q}{x_e}\right)^2 + \frac{x_d - x_q}{(x_d - x_e)x_e} \times \frac{\left(\frac{Px_q}{e_t^2}\right)^2}{\left(\frac{Px_q}{e_t^2}\right)^2 + \left(1 + \frac{Qx_q}{e_t^2}\right)^2} = 0 \quad \dots\dots\dots (11)$$

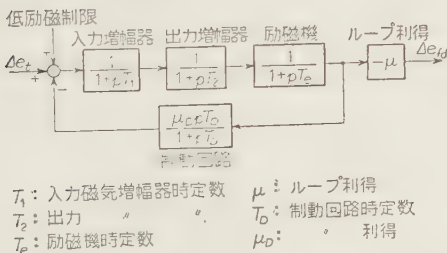
モデル系統の数値を代入すると, この曲線は第 15 図の I に示すようになる。



第 12 図 電力動揺を考慮したときの同期機の構成図



(a) 構成



T_1 : 入力磁気増幅器時定数
 T_2 : 出力 " "
 T_e : 励磁機時定数
 μ : ループ利得
 T_0 : 制動回路時定数
 μ_0 : " 利得

(b) ブロック図

第 13 図 磁気増幅器形 AVR

連続形 AVR の定数は

$$T_1 = 0.0125 \text{ s}, \mu = 10, \\ T_2 = 0.05 \text{ s}, \mu_D = 2, T_D = 0.5 \text{ s}, T_e = 0.7 \text{ s}$$

とした。このときの安定度限界は第 15 図曲線 II に示ようになる。付録 2 においてナイキスト線図を用いて安定性の判定を行った。実際には上記の安定限度まで運転することはなく、低励磁制限によって AVR のない場合の安定限界に対して $1/x_q$ の 15% の裕度をもって運転されている。⁽⁸⁾ 進相運転の限度を決めるものは、固定子のエンドヒーティングと、系統じょう乱時の電圧変動の大きさおよび継続時間である。

次に、不連続形 AVR をもちいたときの安定度限界を検討する。BJ 形の構成は第 14 図に示すものに少し修正を加えた。すなわち、N 接点によって界磁抵抗調整用電動機を駆動すると並行して、界磁抵抗を不連続的に変化させる速応動作も行うようにした。

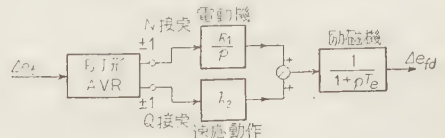
外乱として、無限大母線の電圧が 2% 変動した場合の安定度限界を求め、その結果を第 15 図曲線 III, IV に示した。この安定度限界は k_1, k_2 の大きさによって変わるだけでなく、外乱の大きさによっても変わる。 $P=1.00, Q=-0.60$ の場合について、外乱の大きさ、 k_1 および k_2 の大きさの影響を調べると次のようになった。

(1) $k_1=0.03, k_2=0.10$ のとき

$\Delta e_s < 3.7\%$ 安定, $\Delta e_s > 3.7\%$ 不安定

(2) $k_1=0.03, \Delta e_s=2\%$ のとき

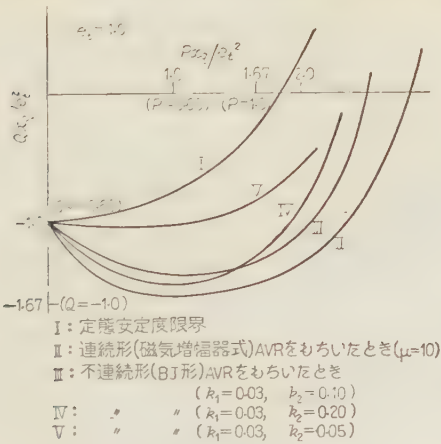
$0.075 < k_2 < 0.35$ 安定, これ以外は不安定



k_1 : 電動機の回転速度によってきまる利得
 k_2 : 速応動作の場合の利得

第 14 図 BJ 形 AVR の構成図

む す び



第 15 図 動態安定度極限電力

(3) $k_2=0.10$, $\Delta e_s=2\%$ のとき

$k_1<0.05$ 安定, $k_1>0.05$ 不安定

安定度増進に直接寄与しているのは、速応動作のループであって、この回路の利得は大きすぎても小さすぎてもぐわいが悪く、ある適正值が存在する。第 15 図において曲線 V は $k_2=0.05$ に対する安定限界を、曲線 III, IV はそれぞれ $k_2=0.10$, 0.20 に対する限界を示している。 $k_2=0.05$ は少し利得不足気味であって、適正值は $k_2=0.10\sim 0.20$ 近辺である。 k_2 をさらに大きくすれば、安定限界はかえって減少する。

(4・3) 速応比 前節においてももちいた連続形 AVR の速応比を、電圧変動 20% に対して求めてみる。

$$\Delta e_{fd} = H' p_f \Delta e_i$$

$\Delta e_i = 0.20 u(t)$ [$u(t)$: 単位関数] に対する Δe_{fd} の応答を求め、これより速応比を算出した結果を第 1 表に示す。動態安定度に関しては、(4・2) 節において述べたように、AVR の利得 μ の値は大きすぎても小さ

第 1 表 速応比とループ利得の関係

ループ利得 μ	速 応 比 R	$T_1=0.0125s$ $T_2=0.05s$ $T_f=0.7s$ $T_D=0.5s$ $\mu_D=2$ 励磁機頂上電圧は $1.7e_{fd}$ とした。
1	0.07	
2	0.14	
5	0.35	
10	0.70	
20	1.40	
30	1.81	

すぎてもいけない。適正值は付録 2 に示すように 5~20 の範囲であって、これに対応する速応比は 0.35~1.40 である。

AVR を電力系統に協調させるには、AVR の特性はいかなるものであるべきかを

- (1) 負荷しゃ断時の機圧上昇、(2) 過渡安定度、(3) 動態安定度

の見地から検討した。

負荷しゃ断時の機圧上昇の抑制には、速応比をある程度高くすることが必要であるが、2.0 以上にしても効果はほとんど増さない。過渡安定度に関しては、速応比をあげても極限電力はあまり増大せず、また励磁機頂上電圧を高めること、発電機界磁時定数を小さくすることも効果が少ない。動態安定度の問題については、AVR の利得には最適値の範囲が存在し、利得を高くしすぎることはかえって系統を不安定化し、逆効果になる。

結局、速応比としては 0.5~2.0 の範囲内に選ぶのがよいであろう。

終りにあたり、常にご指導いただいた三菱電機馬場準一博士に厚く謝意を表すしだいである。(昭和 35 年 2 月 6 日受付、同 35 年 5 月 24 日再受付)

文 献

- (1) A.I.E.E. Committee Report: Proposed Excitation Systems Definition for Synchronous Machine, A.I.E.E. C.P. 59-179
- (2) Concordia: Synchronous Machines, Chapter 2 (1951)
- (3) Westinghouse Co.: Transmission and Distribution, Chapter 6 (1950)
- (4) 林: 昭 34 関西支部連大 112
- (5) 馬場・芝濱: 電学誌 79, 809 (昭 34)
- (6) Rothe: The Effect of Generator Voltage Regulators on Stability and Line Charging Capacity, CIGRE, No. 321 (1954)
- (7) 林: 昭 33 関西支部連大 121
- (8) R. A. Phillips & A. S. Rubenstein: Operation of Large Synchronous Generators in the Dynamic Stability Region with a Modern Amplidyne Voltage Regulator Pt. I, A.I.E.E. Paper 56-137
- (9) Cray: Power System Stability, Vol. II, Chapter 2 (1947)
- (10) Chestnut & Mayer: Servomechanism and Regulating System Design, Vol. I, Chapter 6 (1951)

付録 1. T_{d0}' の極限電力に

およぼす影響

発電機界磁時定数 T_{d0}' の極限電力におよぼす効果について解析する。

突極機のトルク T_e は x_d' の背後の起電力を e_q' とすれば、

$$T_e = \frac{e_q' e_2 \sin \theta}{x_d' + x_e} + \frac{e_2^2 (x_d' - x_q)}{2(x_d' + x_e)(x_q + x_e)} \sin 2\theta \dots (\text{付 1})$$

で与えられる。したがって e_q' をみれば AVR の効果、 T_{d0}' の影響をうかがい知ることができるであら

う。 e_q' は (8) 式, すなわち

$$T_{d0}' \frac{de_q'}{dt} + [e_q' + (x_d - x_d') i_d] = e_{fd}$$

で与えられる。これに

$$i_d = \frac{e_q' - e_{2q}}{x_e + x_d'}$$

を代入すると

$$T_{dz}' \frac{de_q'}{dt} + e_q' = e_{fd} \frac{x_e + x_d'}{x_e + x_d} + \frac{x_d - x_d'}{x_e + x_d} e_{2q}$$

$$T_{dz}' = T_{d0}' \frac{x_e + x_d'}{x_e + x_d}$$

Δt における e_q' の増分 $\Delta e_q'$ は,

$$\Delta e_q' \approx \left(e_{fd} \frac{x_e + x_d'}{x_e + x_d} + \frac{x_d - x_d'}{x_e + x_d} e_{2q} - e_q' \right) \frac{\Delta t}{T_{dz}'} \quad \dots\dots\dots (\text{付2})$$

となる。

三相短絡中は $x_e=0$, $e_{2q}=0$ であるから,

$$e_{fd} < \frac{x_d}{x_d'} e_q'$$

であれば T_{dz}' の大きいほうが $\Delta e_q'$ の減分が小さいため, 安定度上有利となる。 e_{fd} の初期値は 1.7 pu 程度, 右辺の値は 4.5 pu 程度である。

故障除去時間を, $t_1=0.15$ s とすると, 速応比が

$$\left(\frac{x_d}{x_d'} e_q' - e_{fd} \right) \div \frac{t_1}{2} \div 2 \sim 18.6$$

以下ならば, T_{dz}' すなわち T_{d0}' の大きいほうが有利, 速応比は 18.6 などの大きい値はとれないから, 故障中は T_{d0}' の大きいほうが有利である。

故障除去以後について考えれば, $x_e=0.6$, e_{2q} は $120 \sim 140^\circ$ 程度まで動揺することを考えると, $e_{2q} \approx -0.75$ pu 程度は考える必要がある。ゆえに

$$0.5 e_{fd} + 0.5 e_{2q} - e_q' > 0$$

すなわち

$$e_{fd} > 2 e_q' - e_{2q} \sim 3.0$$

ならば T_{dz}' の小さいほうが $\Delta e_q'$ の増分が大きいから有利である。これを速応比からみれば, 速応比がほぼ 2 以上であれば 0.5 s 以後において T_{dz}' の小さいほうが有利となる。

以上を総合すると, 故障中は T_{d0}' の大きいほうが有利, 故障除去後もしくは T_{d0}' の大きいほうが有利であるが, まもなく T_{d0}' の小さいほうが有利となる。すなわち T_{d0}' はあまり安定度に関係しない。数値計算結果もこれを裏書きしている。

付録 2. ナイキスト線図による 安定性の判定

第 12 図において $\Delta e_{fd} \rightarrow \Delta e_t$ の伝達関係を $G(p)$ と書き表わす。正常な運転状態 (AVR なしで安定な範囲) においては, $G(p)$ 自体が安定である。 $G(p)$ が不安定となった場合に, 帰還 $H(p)$ をほどこすことにより系全体を安定化することができる。 $G(p)$ が不安定となるのは

$$F_1(p) = \frac{1}{p} \cdot \frac{1}{\frac{H}{\pi f} p + D}$$

$$F_2(p) = T_{s0} + T_{s0}' \frac{T_{dz}' p}{1 + T_{dz}' p}$$

とすると

$$1 + F_1(p) \cdot F_2(p) = 0 \quad \dots\dots\dots (\text{付3})$$

が正の実数部をもつ根を有するためである。(これは $T_{s0} < 0$ となるために起こる) まず, $F_1(p) \cdot F_2(p)$ のループの性質から検討する。

$$F_1(j\omega) \cdot F_2(j\omega) = \frac{T_{s0} + T_{s0}' \frac{j\omega T_{dz}'}{1 + j\omega T_{dz}'}}{j\omega \left(j\omega \frac{H}{\pi f} + D \right)}$$

のナイキスト線図を $P=1.0$, $Q=-0.6$ の場合について描けば, 付第 1 図に示すようになる。

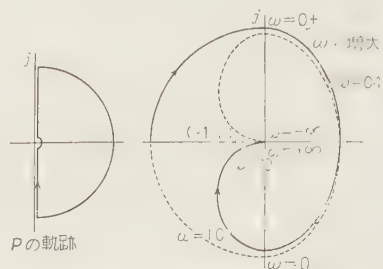
$F_1 \cdot F_2$ の分母は明らかに正の実数部を有する根を持たない。 $F_1 \cdot F_2$ の軌跡は $(-1, 0)$ の点を時計方向に 1 回まわっている。このことは, 特性方程式 $1 + F_1 \cdot F_2 = 0$ が正の実数部を有する根を 1 個持っていることを示している。すなわち, $G(p)$ の分母が正の実数部を有する根を 1 個持つ。

帰還ループ $H(p)$ を入れたときの閉ループの式は

$$\frac{G(p)}{1 + G(p) \frac{H(p)}{\pi f}} \quad \dots\dots\dots (\text{付4})$$

ここで, $H(p)$ の分母は正の実数部を有する根を持たない。 $[H(p)]$ はそれ自体安定である。

$G(p)$ の分母はすでに示したように正の実数部を有



付第 1 図 $F_1(j\omega)F_2(j\omega)$ の軌跡

する根を 1 個持っている。

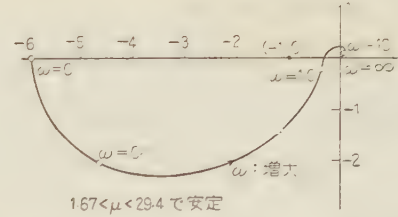
$$G(p) = \frac{G_2(p)}{G_1(p)}$$

$G_1(p)$, $G_2(p)$: p の多項式

と書けるとき、(付 4) 式で示される系が安定であるための不要かつ充分条件は

$$G_1(p) + G_2(p) \cdot H(p) = 0 \dots\dots\dots (付 5)$$

が正の実数部を有する根を持たないことがある。このためには、 $G(j\omega) \cdot H(j\omega)$ の軌跡が $(-1, 0)$ を反時計方向に 1 回まわればよい。⁽¹⁰⁾ [なぜならば、 $G(p)$ の分母が正の実数部を有する根を 1 個持っているから] $P=1.0$, $Q=-0.6$, $\mu=10$ の場合について、ナイキスト線図を書くと付第 2 図のようになる。 $1.67 < \mu < 29.4$ の範囲内においては、 $G(j\omega) \cdot H(j\omega)$ の軌跡は $(-1,$



付第 2 図 $G(j\omega) \cdot H(j\omega)$ の軌跡

0) の点を 1 回反時計方向に回る。したがってこの範囲の μ の値に対してこの系は安定である。それ以外の μ の値 $\mu < 1.67$, $\mu > 29.4$ に対しては、系は不安定となる。アナログ計算機による結果では、 $\mu=1$ では振動を伴うことなく発散、 $\mu=50$ では発振した。

UDC 621.311.1: 621.316.722.1.078

林氏の「電力系統と AVR の速応比」に対する討論

誌上討論

35-4

正員 梅 津 照 裕†

最近交流発電機の励磁機について AVR 系も含めた速応比 (Response ratio) のあり方についての論議がかなり活発になったようであり、また速応比の定義についても種々討議されているようであるが、その意味においても林氏の論文は、資料的に見ても大いに参考になるものと思います。論文の結論である「総合的見解として速応比があまり大きすぎてもまた小さすぎてもだめで、最適値の範囲がある」ということには筆者も賛意を表するもので、筆者もこの点について若干触れたことがあります⁽¹⁾⁽²⁾ 林氏の論文について、以下の点について多少意見を異にしますので討議したいと考えます。

(1) 速応比の考え方として AIEE Committee 案を採用して、検出部に端子電圧が 100% から 80% に降下したのに相当する信号が、ステップ状にはいった場合の励磁機出力電圧変化より速応比を求めるという定義を用いておられます。

いま林氏の表現を借りて AVR 系の関係式を示せば

$$\Delta e_{fd} = H(p) \Delta e_t \dots\dots\dots (1)$$

とし $\Delta e_t = 0.2 \mathbf{1}$ (ただし $\mathbf{1}$ は単位関数) を加えたときの Δe_{fd} の応答を求め、次式により速応比を得ることができる。

$$R = \frac{2 \int_0^{t_1} \Delta e_{fd} dt}{t_1^2 e_{fdr}} \dots\dots\dots (2)$$

ただし $t_1 = 0.5 \text{ s}$

(1) 式および (2) 式でもって R を定義されたとすれば、AVR 系を含めた伝達関数 $H(p)$ が定まりさえすれば、速応比 R も一義的に定まります。しかしながら実際問題として、端子電圧変化 Δe_t は故障の種類、位置、あるいは負荷しゃ断時、または動態状態など、現象によってその大きさが異なるので、実際に動作するときの等価的な速応比、いまこれを R_{eq} で示すとすれば、 R_{eq} は常に異なった値をとることになります。いま R_{eq} を次のように定義するものとします。

$$R_{eq} = \frac{2 \int_0^t \Delta e_{fd} dt}{t^2 e_{fdr}} \dots\dots\dots (3)$$

ただし、 t は任意の時間だと例えば現象を支配すると考えられる時間、一例として短絡時について考えれば、短絡継続時間をとってもよいでしょう、要するにケースバイケースに適当に考えられますが、考え方を合わせるため $t=0.5 \text{ s}$ にとったとしても、(3) 式のように考えれば、 Δe_t いかんでは当然 (2) 式の R とは一致しません。

以上のような考え方を拡張すれば、たとえば林氏の

† 電力中央研究所

(1) 梅津：昭 34 電気学会東京支部大会 192

(2) 梅津：電力 44, 472 (昭 35-2)

論文の(2)式または(8)式

$$\begin{aligned} e_{fd} &= e_{fdo} - e_{fdr} R t \\ R_{efdr} \cdots e_t &< 1.0 \\ \frac{de_{fd}}{dt} &= \begin{cases} 0 & \cdots e_t = 0 \\ -R_{efdr} \cdots e_t & > 1.0 \end{cases} \end{aligned}$$

のような表現は取り扱い上は簡単になるが、現象の途中では Δe_t が常に変化していることから考えて、充分忠実だとはいえないと思われるがこの点いかがでしょうか。〔注：動態安定度を論ずるときには(4・4)節に示されたように(1)、(2)式を用いて速応比を逆算しているので、この点に関しては問題はない〕

(2)「過渡安定度に対する速応比の効果は少ない」と論じられているが、この点は考え方の問題であって、たとえば故障しゃ断時間の短縮、再開路方式の採用、直列コンデンサの適用などの方法にくらべれば、励磁系の安定度向上に対する効果は確かに小さいが、これらの対策をすべて施してしまった後に、まだ速応励磁系の採用により安定度向上が図れるとする場合に

について考えてみれば、必ずしも効果が少ないとはいえないものがある。しかも経費面からみて、上にあげた諸対策のうちもっとも安価であり、費用あたりの安定度向上率は必ずしも少なくないと考えるのいかがでしょうか。

(2)最後に多少横道にそれますが、AIEE Committee 案の速応比 R を求める場合の $\Delta e_t = 0.21$ とあるが、従来の ASA の定義である「励磁機の界磁調整抵抗を短絡した場合の応答速度」は励磁系として取りうる最高の応答速度を示すものであり、また過渡安定度上からいえば最高の応答速度は端子における三相短絡時の $\Delta e_t = (100\%)1$ の場合である。(AVR 励磁系の飽和を考慮すれば、 Δe_t の大きい所ではその割に速応比は大きくならない場合もあるが、設計のあり方、または自動式などでは Δe_t の大きさによってかなり異なることが考えられる)つまり励磁系として取りうる最高の応答速度をもって速応比を定義したほうがよくはないかと考えるのいかがでしょうか。

梅津氏の討論に対する回答

正員 林 重 雄

自動電圧調整器(AVR)として、磁気増幅器形など連続制御形のものを使用して以来その特性の表現法がいろいろ論議されております。昔の界磁抵抗調整形のものに対しては、-速応比(Response ratio)なる言葉が用いられ、AVR も含んだ励磁系の特性をかなり合理的に表現していました。連続形のものにもこの表現法を拡張適用するのが果たしてよいかどうかについては議論の予地のあるところでありましたが、旧来の機器についての経験を生かす意味においては便利なものであると思います。

速応比の定義のしかたについて、本文においては AIEE の案をそのまま流用したのでありますが、これについては梅津氏も指摘されたように、次の三つの点が問題であると思います。

- (1) 電圧変動の大きさ
- (2) 現象を支配すると考えられる時間
- (3) 現象の種類、問題とするときの運転状態、すなわち故障の種類、位置、負荷しゃ断、過渡安定度、動態安定度の別など

まず(1)については、ご意見どおり速応比という言葉で、励磁系としてとりうる最高の応答速度(Resp-

onse)を表わすのが従来の考え方と一致しぐわいだと思います。励磁系へはいる信号 Δe_t (発電機端子電圧変化の大きさ) が大きい場合には、系の途中の機器、励磁機、出力増幅器などに飽和が起り、ある程度以上の大きな信号に対しては出力応答はほとんど変わらないであります。 Δe_t が 20% のときと 100% のときとで速応比 R には大差はないものと考えます。定義として $\Delta e_t = 0.2$ をとるか、 $\Delta e_t = 1.0$ をとるか、あまり問題ではなく、ただ試験規格の面より決めればよいのではないのでしょうか。(1)式は Δe_t が小さい場合になりたつ式であり、速応比という考え方が適用しうる(いいかえればつごうがよい)過渡安定度問題など大きな電圧変化を伴うときには成立しない式であります。速応比 R は(1)、(2)式によって定まるものではなく、励磁系の飽和レベルと密接な関係をもつものであります。飽和レベルを高く設計すれば、速応比の定義として電圧変動 20% に対するものをとるという考えはなりたたなくなります。このような設計は経済的に割のあわないものとなります。

次に(2)の点であります。これを 0.5s と決めてしまうのは、実際の現象を取り扱う段になると充分

忠実だとはいえません。梅津氏が述べておられるようにケースバイケースに考えなければならない問題であると思います。

最後に (3) の問題は、AIEE の案では励磁系を開ループにした場合としているが、実際の運転状態においては交流発電機も含めて閉ループになっており、しかもこのときには発電機外部回路の状態が励磁系の特性に影響をおよぼします。この点についてもいろいろ論議*されており、今後検討しなければならない問題であると思います。

最近、はやりだしてきた自励式交流発電機は、励磁系の応答のしかたが従来のものと相当異なり、また発

電機外部回路の状態と密接な関係をもっています。このような機器の特性の表現法についてはさらにいろいろ検討を加えなければならないものと思います。

著者は、本文において「過渡安定度に対する速応比の効果は少ない」と結論しましたが、梅津氏の指摘されたように他の方法による安定度向上対策よりも AVR の速応比をあげるにより、容易に（安価に）安定度が向上する場合には、そのほうをとるべきであります。ただ本文にも述べたように、かかる努力に対する報いははなはだ小さい場合が多いのではないのでしょうか。

以上、著者の見解を申し述べました。ご討論いただいたことを厚くお礼申し上げます。

* たとえば 小林：昭 34 電気学会東京支部大会 185

UDC 621.375.062.2

磁気増幅器の多段接続(要旨)

報 告

35-10

磁気増幅器専門委員会†

磁気増幅器は必要とする増幅度または性能係数の点から、しばしば多段接続にして使用される。これら多段接続においては段間に誘導負荷接続があり、またプッシュプル接続において相互誘導作用があるなどの原因で、特性曲線は必ずしも直線的とならず、これの補正には微細な調整を必要とすることが多い。また、磁気増幅器の多段接続は、一般に電流による接続であるため、その動作の解析は真空管における電圧による接続のように直観的ではなく、増幅度も各段の増幅度の積にならず、ときには跳躍などの異常現象を伴う。もっとも簡単と思われる Ramey の速応性回路においてすら、多段に接続する場合には特殊な取り扱いを要する。

本報告は、磁気増幅器を多段に接続した場合に起きるこれら異常現象について、現在までに指摘されたものや説明されたものを総括してある。

1. 多段接続における特異現象とその対策

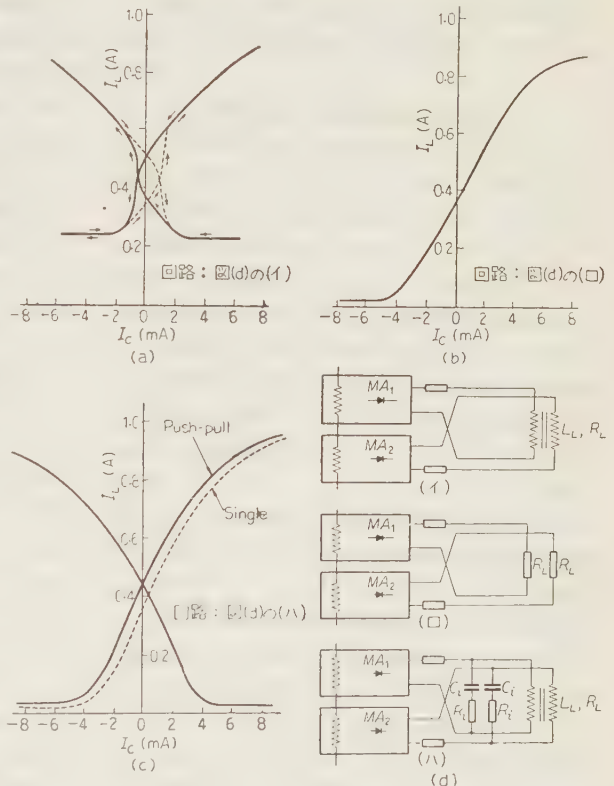
(1.1) 多段形回路の接続法 磁気増幅器の多段接続においてはしばしば次のような特異現象が現われる。(i) 増幅度低下、(ii) 増幅特性の湾曲、(iii) 増幅特性におけるヒステリシス、(iv) 跳躍特性。これらの現象は回路条件によって変化し、その原因としては第二調波の相互干渉や循環電流、あるいは整流器の特異動作が考えられている。これらの除去手段としては次のような方法が考えられている。

- (i) 電源電圧の位相を各段で異ならせる。
- (ii) 段間に静電容量を入れる。
- (iii) 段間に C-R 回路を入れる。
- (iv) 段間に整流器をそ
- (v) 段間の抵抗を増加する。

これに基づいて磁気増幅器の多段接続の方法を分けると、(a) 直接結合、(b) 変成器結合、(c) コンデンサそう入結合、(d) 整流器そう入結合、(e) C-

R そう入結合、(f) C-R の π 形結合、となる。

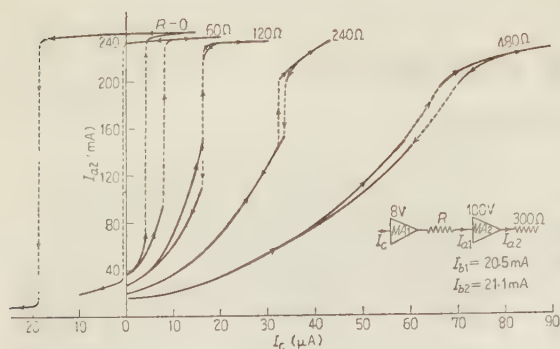
(1.2) 多段結合回路の等価的考え方 多段結合回路で後段の制御巻線は前段からみると、L-R 負荷と考えられるから、直流誘導負荷でみられるような跳躍現象が生ずる。これを防止するためには C-R 補償要素を付加すればよく、その際の R および C の値は等価回路を考えることにより決定することができる。プッシュプル回路においての実例が第 1 図に示されている。



第 1 図 プッシュプル回路における C-R 補償の実施例

(1.3) 2 段接続増幅器の具体例 外部帰還形シングル増幅器、自己帰還形シングル増幅器およびプッシュプル増幅器を 2 段接続した場合の増幅特性の変化の様子が本文中に詳しく示されている。第 2 図は自己帰還形シングル増幅器における一例を示し、各段とも単独で使用すると跳躍特性はあらわれないが、結合すると図のように跳躍特性があらわれる。図より明らかに、抵抗結合では結合用抵抗を増せば跳躍は消失

†委員長 今尾 隆(日立)、幹事 宮沢永次郎(電試)、委員 穴山武(山梨大)、大照 完(早大)、尾崎行彦(安川電機)、川西健次(日大)、菊地 正(東北大)、植田哲三(大阪市大)、小林 寛(富士電機)、小堀波 倚(室蘭工大)、佐井良文(阪大)、清岡文子(三菱電機)、福田滋夫(名工大)、藤田通雄(東大)、藤田広一(日大)、水上善夫(金沢大)、茂木 晃(電試)、幹事補佐 有賀 浩(日立)
本稿の全文は「電気学会技術報告 第39号」に掲載されている。



第 2 図 跳躍特性（点線は跳躍範囲）

するが、増幅度は減少する。 C - R 結合はさらによいが、その結合方式により増幅特性は著しく変化する。各段の電源電圧の位相を変えた場合の特性も示されている。

2. 直列形磁器増幅器の 2 段接続

(2.1) 一般解析 2 段接続磁気増幅器の解析は鉄心 4 個の飽和、不飽和によってモードを分割し、各モードについてそれぞれの回路の方程式を立てることに由りはじめられる。そのうえ、整流器にかかる電圧に着目すると整流器の導通、阻止の二つのモードが生ずるので取り扱いが複雑になる。これらを考えて取り扱うと、バイアスの有無によりモードの発生順序が異なり増幅特性も異なる。また、負荷抵抗の大小によっても飽和する鉄心の順序は異なる。これらのモード分割法より基本式を求めておくと、種々の条件の下における過渡特性も求められる。

(2.2) 実験結果および検討 上の解析によって電源電圧と抵抗との関係によって、次の三つの動作形式があることがわかる。

(i) 出力段よりも初段が前に飽和し、 I_{a1} と I_{L2} との間にアンペア回数の法則が成立する。(ii) 出力段が初段よりも先に飽和し、アンペア回数の法則が成立しない。(iii) 初段が出力段よりも先に飽和し、アンペア回数の法則が成立しない。

それぞれの条件の下で実験を行い、解析結果と比較を行った。増幅(定常)特性、過渡特性とも解析と比較的よく一致しており、相違する点も鉄心の非理想性を考慮すると証明される。

(2.3) 位相特性 二つの段において電源電圧の位相が異なる場合には、増幅特性が変化することはすでに明らかであるが、これを解明するため、(2.1) と同様

モード分割法を用いて直列形 2 段接続の場合の解析を行った。解析結果と実験結果とが示されている。

3. 並列形磁気増幅器の 2 段接続

この場合も直列形回路と同様、電源電圧および負荷抵抗の値により三つの動作形式があらわれる。これの解析も直列形回路と同様に行われ、実験結果も示されている。全増幅度が各段の増幅度の積より大きくなることは興味がある。

4. 自己帰還形と直列形との 2 段接続

初段に自己帰還形回路を用い、出力段に直列形回路を用いた 2 段増幅器においても、上述の回路と同様の解析法が採用される。この場合にも、三つの動作形式が存在し、各動作形式に応じて増幅度および時定数が決定される。2 段接続の伝達関係はこの増幅度および時定数を使用すれば一次要素の縦続接続として取り扱うことができる。この解析結果は実験によって確かめられ、定常特性、過渡特性ともよく一致している。

5. 自己帰還形磁気増幅器の 2 段接続

自己帰還形磁気増幅器については従来より縦続接続にしても特性があまり変化しないように思われてきた。これは正しくなく、多段にすると特性に異常が生ずることは他の形の回路と同様である。しかし、段間に大きい容量のコンデンサをそう入すると、この異常現象は避けうることが解析および実験によって示されている。しかし段間の大きい C は時間遅れのものになるので、一般にはこの方法は望ましくない。

半波形回路は拘束磁化状態でしかよい増幅特性を示さないの、そのまま多段にすることはできないが、適当な手段を用いると全波回路の駆動に使用して有効である。このような場合、補助鉄心を用いるか、トランジスタスイッチと補助鉄心を併用するかなど種々の方法がある。

6. 速応性磁気増幅器の多段接続

Ramey の速応性回路をそのまま多段に接続する場合、電圧増幅度を高くしようとすると、終段の電源電圧が高くなり不便である。これを改良する方法として

(i) 接点によって電源電圧を同期開閉する方法、(ii) 段間に波形変換回路をそう入して出力電圧の波高値を下げる方法、(iii) リセット時の交流電源電圧をゲート時の波形より大きくして、パルス波電圧によるリセットを可能にする方法が示されている。また、多段にしても半サイクル応答する回路も示されている。

UDC 621.313.2.04(083.74):003.62

直流機の端子記号について(要旨)

報 告

35-11

直流機専門委員会†

電気規格調査会標準規格 JEC-54 (1954) に規定されている端子記号は、古く昭和 14 年制定のもので、その後、昭和 29 年に改訂補足され、直流機に関する多くの製造者、使用者間の取りきめとして広く実施されてきた。

しかしながら、最近の技術の進歩に伴ない、新しい構造をもつものや、種々の巻線をもつ機械が現われ、従来の規格では不備な点も多くあり、またこの規定に対する製造者の解釈の相違もあって、記号法に関する思想を統一すべきであるとの意見と要望があった。

ここで、従来の規定を全面的に攻訂することは、種類の摩擦や混乱を招くおそれもあるが、かかる利害をはなれ、実情に即した記号法を研究、審議したので、その結果を電気学会技術報告として報告した。

JEC-54 (1954) によると回転方向のいかんにかかわらず、13. 3. 2 において、各記号とその電位の高低(極性)は一体のものとして、次のように規定している。

13. 3. 2 端子記号は次のように定める。

	高電位 (正)	低電位 (負)
電 機 子 (ブラシ)	A	B
分 巻 巻 線	C	D
直 巻 巻 線	E	F
補 極 巻 線	G	H
補 償 巻 線	GC	HC
他 励 磁 巻 線	J	K

同種類の部分を 2 個または 2 個以上有する場合には、上記記号に足字 1, 2, 3……を付ける。

直巻巻線より中間口出を出す場合には、上記記号に足字を付し、順序は各端より内側に向い 1, 2, 3……のようになる。(説明 32)

端子記号(説明 32)は、機械の回転方向が 10. 6 の標準回転方向と異なる場合にも、本規格にしたがうものとする。

また、13. 3. 3 において、標準回転の場合(注 1)の各巻線の電位の高低(極性)とその電流方向を規定

している。

13. 3. 3 電流方向 端子記号文字の順位は、標準回転の場合に、各単巻線につき端子の電位の高低と一致する。すなわち、順位の先の文字は高電位(+)を示し、順位の後の文字は低電位(-)を示す。したがって、標準回転の場合の電流方向は、分巻巻線、直巻巻線、補極巻線などでは、発電機、電動機ともに C から D, E から F, G から H に流れ、電機子では電動機の場合 A から B に、発電機の場合 B から A に流れるものとする。

この表現によれば、

(1) 標準と異なる回転に対して、極性をかえずに、記号を打ちかえるものか、記号に応じて極性を切りかえるのか明確でなく、製造者間で解釈が異なっていた。外国規格では、記号を打ちかえず、極性を切りかえるように明示している。

(2) 電機子巻線と補極巻線との接続部の記号は、電動機と発電機とでは入れかわることになる。本来電動機として作られた電機子巻線と補極巻線との接続は、これを同一回転方向、同一主極極性の発電機としても、同一で、記号が入れかわることは不合理である。

(3) また、この規格は界磁磁束の極性について、なんら規定するところがなかったため、界磁巻線記号の電位の高低だけでは、その和差動が不明である。

新しい記号法には、次の諸点をおりこみ、直流機専門委員会としての案を作成した。

(1) 従来の電機子(ブラシ)を電機子巻線(ブラシ)とする。

(2) 新たに分流直巻巻線(注 2)補助補極巻線(注 3)を追加し、その記号を新設する。

(3) 直巻巻線、補極巻線など、電機子巻線の両側に分割する場合の記号を新たに定める。

(4) 補極、補償巻線をもつ機械の、これらの巻線の記号を簡略化する。

(5) 中間口出し端子の記号法を明示する。

(6) 端子記号の基準回転方向を定める。

(7) 基準回転方向の電動機を基準にして、各巻線の端子記号を定め、その他は、回転方向に応じ、また、電動機、発電機の別により適宜極性を切り換えるよう

† 委員長 山村竜男(鉄道技術)、委員 片岡高示(三菱電機)、上之園親佐(電力中研)、木田真吉(日立)、小林精次(日本鋼管)、後藤泰治(富士電機)、坪島茂彦(明電舎)、那須友彰(川崎製鉄)、林 邦雄(北海道大)、堀井武夫(慶大)、山本伊敏(八幡製鉄)、米山信一(東芝)

本稿の全文は「電気学会技術報告 第 39 号」に掲載されている。

にする。

（8）界磁巻線の電位の高低と、磁束の和差動の関係を明確にする。

（9）回路符号として従来の PN を廃し、新たに（+）（-）を採用することにより、従来のものと区別する。

（10）多くの記号図と説明を入れ、誤用のないように考える。

なお、この審議にあたり、外国規格として、ASA. C 6・1, BS 822, VDE 530 を参照した。

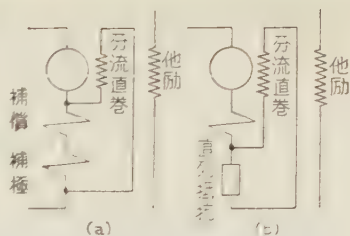
（注1） JEC-54 (1954) 直流機 10・6 に基準回転方向を、連結の反対側からみて時計式と規定している。

（注2） 分流直巻線（仮称） 分流直巻線とは、電機子電流を分流的に通じ適当な直巻作用を得るために設けた界磁巻線をいう。

（注3） 補助補極巻線（仮称） 補極に巻かれた補助の界磁巻線をいう。

（説明） 使用法には、次の2とおりがある。

（1） 補極巻線、または補極巻線と補償巻線の電圧降下、あるいは電機子回路の直列抵抗の電圧降下によ



第1図 分流直巻線

り、電流を通じ、補極磁界の細かい調整を目的とする場合。

（2） 他の回路と組み合わせ、補極巻線、または補極巻線、補償巻線に並列に接続し、補極の分流分を補償すると同時に、過渡時の誘導の影響を避けるために巻かれる場合。

具体的な直流機端子記号案については、電気学会技術報告第39号の38～42ページをご覧願いたい。

なお本案作成にあたって、三菱電機神戸製作所の茶谷三郎氏の熱心な協力に負うところ大であったことを記して深謝の意を表したい。

電 気 接 点 の 諸 問 題

技術綜説

35-9

正員 土 屋 金 弥†

1. ま え が き

わが国の接点の研究は約 20 年前より大学、電機メーカなどにおいて開始されて、定期刊行物などにも接点の特集題目とするようなものも現われてきたことがある。けれども接点は、現象がきわめて複雑なるに反し、外見が極端に簡易であるので軽視されやすく、新しい知識が他の部門のように普及されているとは考えられない。たとえば接点に関する技術綜説などもあまりみられない。したがってまず技術の紹介が大切なわけであるが、非常に範囲の広い難解な問題であるので、接点の研究が電気工学部門においていかに重要であるか、そしてわが国の接点の研究の現状をみきわめて、将来どんな方針で進めるべきかを論ずることのほうが現状ではきわめて大切のように考える。したがって本文においては接点の研究に関しての専門家を対象としてではなく、接点が電気工学部門において占める位置、役割を述べて、他の電気工学部門の方々に接点を理解していただき、日本の接点研究の発展に厚い援助を願うのがおもなる目的である。なお接点の科学技術の紹介、すなわち放電、消耗、接触抵抗、試験法、材料などの問題に対しては通信の場合について一応報告済である。⁽¹⁾ けれども、著者は接点の研究にこれまで専念してきたにすぎず、そのような大問題を論ずるに適していない。将来は現在の続きであるので、現在世界の接点の研究がいかなる目標で行われているかを調査することが、この問題に対するもっとも忠実な解答であると考えて、接点に関するいろいろな問題について愚見を述べたい。接点の研究が電気機械の性能を非常に改良する例は昔から多く、最近では接点の使用条件の改良により新しい電気機械が生れたりする例もあるが、これらの研究はほとんど先進国で行われたものであり、わが国の接点の研究についてはもちろん多くの問題がのこっているはずである。

2. 接点の概念と故障調査および対策

(2・1) 接点の概念 接点は電気回路を開閉するものであり、いかなる電気機械も必ずこのような役目をもっており、電気機械が存在する間は永久的に需用

のあるものである。接点現象は非常に複雑であるので、その研究にあたってはきわめて綿密な注意が必要であるが、その実用化にあたっては、個々の基礎現象を最後まで追究することはぎせいにしても、たえず広い見地から反省し、前進しつづけるような態度をとらなければならないことがしばしばである。⁽²⁾ また接点は現在における電気機械の保守者はよくご承知のように、同一の接点でも電気機械の種類によって異なった現場を示し、しかも同一の電気機械の同一個所に使用されている接点についても、非常に異なった現象を示すことがある。これは、接点は非常に多くの使用条件によって性能が大きく変化し、多数の偶発的な因子が影響をおよぼすからである。世界でもっとも古い接点メーカーとされているイギリスの Johnson Matthey Co. の Hunt 氏⁽³⁾ の著書には、その会社の設立当時の模様が述べられている。1850年ごろ電信用として局部電池をとじるためにリレーマグネットを使用する考えが実用化され、白金が継電器と電けんに初めて使われ、金が電気時計に初めて使われた。このようにして電気工学の初期時代には白金のみが接点材料に適するという考えが広く用いられてきた。けれども回転機械が出現し、制御装置、保護装置の出現が切実に要求されるとともに、白金以外の接点材料の実用化が要求されてきた。そして永い間の使用によって使用条件による影響が明らかとなり、現在ではある特定の電気機械に適する接点を接点メーカーに注文するときは、第1表の注文書を書くことが必要となっている。これによると、電気機械のすみずみまでの規格が接点の性能を支配することとなるのがわかる。

(2・2) 接点の故障調査と対策 工業技術院、日本機械工業連合会は次のような目的で接点の故障調査を行い、著者がその資料の整理を行った。⁽⁴⁾ わが国の工業製品が材料の品質が不良であるため、先進国のものより品質能力の点で劣っている場合があることはしばしば指摘されてきたところである。しかし、これまではこの材料不良の実態が充分掌握されていないくらいであった。工業技術院ではこの材料問題を解明する必要を痛感し、産業界における材料の品質改善、適切な材料の選択使用の一助とするために、現在もっとも問題が多いとおもわれる機械構成用材料に重点をおい

† 日本電信電話公社電気通信研究所

第1表 接点の注文書

To;	From;	Date	機打 機動 回転
Gibson Electric Company 8350 Frankstown Avenue, Pittsburgh 21, Pa.	Mr. Position Company Address		13. 接点が強い機械的動作を受けるかどうか、もし受けるときはその模様を記せ 14. 閉離時の速度、閉成時の速度 15. 完全に開いたときの接点ギャップ 16. 跳躍する傾向がどのくらいか 17. 閉成時に接点を受ける力 18. 閉離に要する力 19. 接点の許容寸法 20. 接点を組み立てる方法 リベット、溶接、ろう着、ねじ、その他 21. 接点表面の形状 22. 接点を組み立てるときの部品の材料と大きさ 固定部分、可動部分、その他の条件 23. 接点を損傷するような条件があるかどうか ほこり、グリース・油、腐食性ふんい気、その他 24. 周囲の温度 25. 許容温度上昇 26. どのくらい接点の寿命があればよいか 27. 値段を非常に考慮に入れなければならないかどうか 28. はじめて使うものであるかどうか 29. いかなる接点材料を使用したことがあるか、そしてその結果はどうであったか 使用後の接点の状態を示す資料があればそれを呈出せよ 30. その他参考になる事項があればそれを記せ
1. 装置の概要と目的、できれば回路図 2. 直流か、交流(何サイクル)か、直流と交流と重ね合わされたものか 3. 負荷は何か 誘導性か、抵抗性か、電動機か、ランプか 4. 閉成時、開離時、過負荷、短絡の場合の電圧、電流、力率の値 5. 開閉回数 通常 最大 最小 6. 間欠的に動作するならば動作周期の継続性とひん度を述べよ 7. 接点面がうけるアーカの範囲 8. 容量あるいは抵抗あるいはその両者が火花消去の目的で回路に用いられているかどうか。もし用いられているときはその概略と値を記せ 9. 火花吹消の手段が用いられているかどうか。 全然なし、磁気吹消し、油浸、アークシュート、その他 10. 閉成時、開離時の接点の動作方法 磁氣的、スプリング、カム、重力、手動、その他 11. 接点の構造と開閉の方法を图示せよ 12. 開閉時の動作のタイプ			

第2表 接点の故障調査表

産業の種類	機械の名称	不良の部分	接点不良が機械の性能操業におよぼす影響
製薬工場	電磁開閉器	刃形の接点	溶融して接点がきれないため自動操作が不能になり、機器が運転したままになり、操業におこす影響が大である。
	しゃ断器	可動接触部	接触抵抗が増し劣化が進むので接触部の機能が著しく悪くなり、電動機などの故障の原因となり、稼働率が低下する。
製鉄工場	コンダクタ 継電器	接点 接点	銅接点が焼付き修理交換がひんばんであり(月1回以上)手入も毎日行われなければならない。 接点の溶損が早く作動の円滑を欠き、巻揚電動アンドカンなどの作動が予期のごとく働かないので事故の原因となる。
	断路器	銅帯接触部	近接工場よりの腐食性ガス、煤煙、ほこりなどにより接触面が劣化し、過熱する。したがって手入のため部分的送電停止をするので工場の生産能率を阻害する。
金属工場	各種電気機器	接点	各種電気機器の接点材質は低廉なる銅合金またはカーボンを主体としてあるもひん度高き使用に際しては損耗はなほ大きく、自動操業などにおける作動不正確および温度上昇などをきたし、機械を破損させたり、機械全般が停止し、長期運転を不可能にする。
	架空線電車		トロリーホールの摩耗のため、みぞが深くなり、両側フランジが偏耗し、亀裂破損しやすく交換度数を増す。
精密機械工場	電磁開閉器	開閉接触部	最近多量生産のため専用機を用い、電気的制御を各所で行う際に相当回数開閉を行うので接点の消耗が早く、故障修理に時間を要し、作業進行に支障をきたす。
	熱電対	冷接点	浸炭炉およびソルトバスの温度測定するとき、冷接点の温度が上昇しがちで温度測定が不正確となる。
機械工場	ねじ切盤 制御器(小形 高速旋盤用など)	スイッチ接点 セグメントフ ィング接点	電動機の正逆転を10秒に2回の割合で電流の切り換えによって行うので、接点が短時間に焼損する。したがって20日に1回の割合でスイッチを取り換え、そのために半日ぐらい作業を止めなければならない。また電動機を焼いたり、機械を破損したりすることがある。また点検回数が増すために機械稼働の制限がひどい。
自動車工場	電気ドリル 電気サンダ	スイッチ	スイッチコンタクトおよびビンのがたにより、断続不良または不可能となり、使用に際し始動困難となり、作業能率を低下させる。
	亜鉛溶解炉	発熱体接点	発熱体としてはエレマ発熱体を使用しているが、接点が短期間に酸化焼損するので、エレマ発熱棒と動力線の断続点は20日に1回取り換えを要し、そのために半日ぐらい作業が止まるので工場の生産能率が阻害される。
水道関係	高圧誘導電動機	コレクタ短絡 ブラシ接点	定格値において長時間連続運転を行うとき、短絡ブラシが過熱損耗する。短絡ブラシ修理のため約2日間運転を休止する。
	放送関係 電磁開閉器		接触面が劣化し確実に接触またはしゃ断しないために放送中止の事故をおこす。保守のため労力が大きすぎる。
放送関係	テレビジョン カメラ装置用 コネクタ	各種接点	カメラケーブルコネクタは同軸ケーブル3本その他計24心を一つのコネクタに収容している。用途上軽量形が要求され、したがって加工精度も上がってくるが、特に接点材料の耐久性が要求される。接触不良、絶縁不良のために機器の運転が不能となるので、接点材料ならびに絶縁物の加工精度より現在はほとんど輸入している。

て、全産業界の材料に対する意見を有効に代表するような方法で調査を行った。

そのなかで接点に関して、主として生産に関係する部門の調査のうちの代表的なものをあげると、第2表のとおりとなる。この表によると接点の故障がどんなふうに生産に影響しているか、その概略をはあくすることができると思う。明りょうに生産に大きく影響するものもあるが、小さな故障であって、ちょっとしたふうによりその場をすぐすことができるような故障も数多くある。後者のものは、つもりつもと長い間には知らず知らずのうちに前者の種類の故障に劣らず大きな影響を与えるもので、接点の場合には注目しなければならないものである。生産に関係する以外のものについては、表には例として放送関係、水道関係をあげてあるが、周知のように電力輸送、電信電話、輸送機、家庭用電気機器、事務機器などの運用にはここに述べたような故障が数多くおきている。これらの故障を防ぐには接点材料の実用化、選択方法、基礎現象の研究とともに接点の概念、保守方法を現場の技術者、設計者、製造者によく普及させるような教育も大切である。〔(4・2) 節参照〕また接点は (2・1) 節に述べたようなものであるから、その保守にあたっては次のような必掛けが大切である。

(1) 電気機械の接点以外の部分の設計保守がうまく行われているかどうか、電気機械を設計するのに接点以外の部分をすっかり設計してしまつて後、接点としては何がよいかという質問によくあうことがあるが、設計をよく検討してみると、接点に負荷がかかりすぎており、そのような任務に耐えるような接点はないというような返答をしなければならない場合がある。このような場合には電気機械の一部を設計変更するとか、ときには最初から全く設計しなおさなければならないことになる。このことは保守についても同様で、たとえば接点の開閉機構の部品などに対し注油する場合に、従来使用してきたものと異なった油を使用したために、消耗が多くなったりすることがあるが、いろいろな事情でそのような油のみしか使用し得ない場合には、接点がその影響をうけないように開閉機構をかえるか、接点そのものを高性能のものに取り換えるかしなければならない。そして開閉機構あるいは開閉機構に関係する部品や材料の改良と、接点そのものの改良あるいは両者による改良といずれが経済的であるかをよく検討しなければならない。けれどもこのようなことを完全に遂行するには接点現象はもちろんであるが、当面している電気機械の目的、原理、構造をよく知っていなければならない。(第1表参照)

(2) 接点そのものを取り換える場合にはどうすればよいのか、第1表に示すように、非常に数多くの使用条件の組み合わせに対して、いかなる接点を選ぶかを公式のようなものによって行うことは、現在の研究段階では不可能である。したがって従来の経験、寿命試験結果などにより大体の目安をつけて候補者を数種類選び、当面している電気機械により実際と同じ使用条件で試験を行うのがもっともよいが、次のようなことも考慮しなければならない。最近の電気機械のように接点の使用ひん度が大きくなると、接点を取り換える場合に電気機械は現場に取り付けたそのままの状態にしておいて、故障した接点を簡単に取り除いて、新しい接点を簡単に取り付ける方法が接点の寿命を延長させるのに非常に大切である。このためには特殊な工具を用いることが考えられるが、最初からこのことを実行しよように接点の取り付け方法を考へて、工具などを用いないで手のみによって行いうるようにすることも大切である。最近の電気機械にはこのようなくふうを施したものもみうけられてきている。

3. 接点と電気機械の発達との相互関係

(3・1) 著者の研究経過よりの意見 著者は弱電流接点の研究について次のことを発見した。⁽⁵⁾ 弱電流接点の場合には同一の条件の下で使用しても、強電流の場合より寿命を支配する要因の測定値に大きな変動があり、この統計的性質が接点の寿命の本質的、基本的性質であり、接点現象を明らかにしようという基本的な面においても、また接点材料の選択、接点の設計という実用上の面からいってもきわめて重要な意義をもっている。この統計的性質を明らかにするためには、まず確率論的な方法が必要であると考えて、変動をおこす要因(種々の使用条件によって発生する粉末状生成物)をはあくし、この現象を基礎にして弱電流接点材料試験機および試験法⁽⁶⁾を確立した。このような粉末状生成物が、きわめて微小な接触面にはさまるのは偶然に支配される傾向が大きいが、きわめてわずかの電氣的機械的使用条件の相違によって起るものである。したがって弱電流接点の性能を向上させるには数多くの使用条件、接点材質のミクロの特性を完全に制御することが必要となり、開閉機構、極端な場合には電気機械の構造にも大きな変化をきたさなければならないことになる。接点の研究は約40年前に開始されたが、そのころは電気機械の性能が低く、接点そのものの改良によって充分目的を果し得たが、電気工学の進歩につれて次第に性能の高い電気機械を要求するようになると、上述のように接点そのものの改良に

第 3 表 接点と電気機械の研究経過

(1) 接点そのものの研究(材質, 形状, 大きさ, 表面仕上など)	→(2) (1)の研究および使用条件により接点を選択することの研究
→(3) 使用条件により接点を選択することを主とする研究	→(4), (3)の研究および(3)とは逆に接点の寿命が永くなるように使用条件をきめることの研究
→(5) (4)の研究および接点の寿命が永くなるように電気機械を設計することの研究	→(6) (5)の研究および接点を半導体部品, 電子管, 磁気増幅器などでおきかえ無接点方式にすることの研究

よっては追つけないとなり、接点あるいは電気機械の性能向上を図るために、その研究は第3表⁽⁵⁾のような経過をたどって変化してきている。さらに著者は電気工学年報の接点材料の部門に執筆を依頼され、内外の文献を調査してきたが、やはりこのような傾向が感じられた。

(3・2) 文献調査による接点の研究動向の変化の調査 文献調査によって接点の研究動向の変化を知りたいわけであるが、接点においては範囲が非常に広いので、文献を系統だてて調査することが他部門の研究にくらべてむずかしい。これは全体としては文献数は多いが、非常に範囲が広いので部分的に考えると文献数が不足していることを示し、論理的に資料的に結論を下せない場合が多い。歴史学によるとこのような場合には比較史的な態度が有効であることが知られている。特に幼稚な学問ほど比較史的態度が有効である。接点の現象はきわめて複雑であり、論理的、資料的に結論を下せない場合が多いし、接点の歴史というごときものは全く調査されていないので、著者は比較史的方法によった。この際次の三つの場合が考えられる。

(1) 接点の科学技術という分野内で部門別に調査すること。

(2) 接点の科学技術の発展を国別に比較調査すること。

(3) 接点の科学技術と他の分野との関連を比較調査すること。

(3)の場合は電気接点の歴史が浅いことなどの理由のためにその関連がつかみにくいので、今回は取り扱わない。

(1) 部門別の調査 ASTM の接点の文献集⁽⁷⁾には文献が第1図の24項目に分類されており、これによると現在のところもっとも正確な資料が得られると考え、さらにこれを年代別に分類して各項目に関する研究が年代的に、すなわち電気機械の発展につれていかに変化しているかを調べた。その結果は第1図に示すとおりである。この図によると次のような傾向がみられる。

(a) 材料特に製作方法に関する文献が最近少なくなっている。電気機械が進歩するにつれて接点材料によっては、その性能向上の程度が少なくなっていることを示している。〔第1図(4)(5)〕

(b) シャ断器、開閉器、継電器の設計、試験法に関する文献は(a)と反対に年代とともに急速に増加している。電気機械が進歩するにつれて接点の性能を向上させるには、使用条件の改良によるほうがますます得策となってくることを示している。〔第1図(6)～(9)〕

(c) 固定接点、すり接点については特に顕著な傾向はなく、また開閉接点の場合にくらべ、文献の数は非常に少ない。〔第1図(10)～(12)〕

(d) 接点整流器、半導体装置あるいは特殊の形式の開閉器、制御器、接点現象を測定する計測器など特殊な電気機械の接点の問題も多くなってきている。〔第1図(14)〕

(e) 接点の基礎現象である消耗、接触抵抗などの文献は接点の他部門の研究よりも比較的多く、また古い年代から研究が着手され、年代をへるにしたがい徐々にふえている。いつの時代でも行わなければならない現象であるとともに、くめどもつきないような現象でもあるからであろう。〔第1図(15)(16)(23)〕

(f) 放電理論を接点を対象においた研究、あるいは接点に対する放電理論の実際の応用の研究も最近急に増加するような傾向にある。〔第1図(18)〕

(g) 使用条件に関する基礎的研究〔第1図中(6)～(9)を使用条件に関する実用化研究と考えれば〕はやはり(b)と同様な傾向をもっており、その理由も(b)と同様である。なおこの研究は他の分野の研究よりも比較的新しい年代に着手され、最近に至るまでに急上昇のような傾向をたどっているのは注目すべきであろう。〔第1図(24)〕

(2) 国別の調査 接点の各分野の研究の24項目についての文献数と年代との関係は上述のとおりであるが、米英を一流国とし、(種々のつごうによりソ連は除外)その他を二流国とすると、両者において各部門に対する力のいれかたに非常に相違があることがわかった。いま二流国として日本を例にとる。日本においては接点の研究は他の二流国と同程度に発表されているが、接点専門の研究者が非常に少なく、1人の専門家によって発表論文総数の多少が支配されるので、年代による各項目についての研究動向を調べるとはあまり意味がないと考えられる。けれども発表論文の総数について各項目別に調べ、一流国のものと比較すると第4表のとおり、その研究動向にはっきりし



第 1 図 接点の科学技術について部門別の研究動向の調査

第 4 表 接点の研究動向について米英と日本との比較

米, 英	I	日 本	II III
1. Electric arc theory applied to contacts (17)	245	1. Electric contacts-general (3)	67 31
2. Circuits and circuit parameters as applied to contact operation (24)	231	2. Contact resistance (15)	46 10
3. Contact resistance (15)	193	3. Contact wear (23)	34 33
4. Electric contact-general (3)	131	4. Contact materials-fabricated (4)	23 10
5. Contact wear (23)	121	5. Circuits and circuit parameters as applied to contact operations (24)	22 7
6. Miscellaneous special applications (14)	126	6. Miscellaneous special applications (14)	22 4
7. Contact materials-fabricated (4)	115	7. Electric arc theory applied to contacts (17)	22 10
8. Sliding contacts-slip ring (11)	77	8. Contact materials-powdered (5)	19 7
9. Sliding contacts-commutation (12)	77	9. Stationary contacts sliding contacts (10) (11) (12)	19
10. Contact materials-powdered (5)	71	10. Books including subject electric contacts (2)	11
11. Stationary contacts (10)	49	11. Books covering subject electric contacts (1)	1
12. Books including subject electric contacts (2)	28		
13. Books covering subject electric contacts (1)	8		

〔備考〕 (a) I, IIIは ASTM の文献集にのっているもの, IIは学会の予稿, 学会誌以外の一般技術雑誌などに発表されたものも含む。

(b) 第 4 表の (6), (7), (8) などの上記以外の項目については, 日本においてもかなり発表されているはずであるとおもわれるが, 大体の傾向の比較には影響はないので, ここにはとりあげてない。なお, 以上は 1955 年までのものである。

た相違がみられる。すなわち非常に大きな傾向として一流国では放電, 回路定数, 使用条件の部門の研究がもっとも多く, 次いで接触抵抗, 消耗, 材料, すり接点および一般的問題の研究であるが, 日本ではこの順序が逆になっている。これは日本に限らず他の二流国も同様である。かつ日本の消耗, 接触抵抗, すり接点などの研究もその内容は一流国のものより接点そのものの改良, 実用化とむすびつくような傾向のものが多。なおソ連は自国内において接点の研究会議を 6 日間にわたって開いているが,⁽⁶⁾ その会議における研究題目は, (a) 接点の基礎現象, (b) 接点および接点系の構造と応用, (c) 接点材料, の三つに分類されて討議されている。

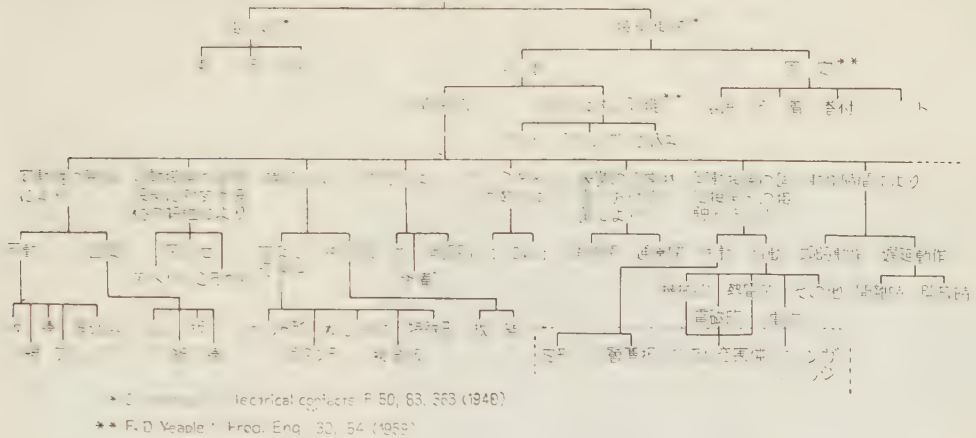
また一流国の文献を調査してみると, 接点の研究者は基礎部門と応用部門を研究するものと判然と二つにわかれ, 後者の研究者は接点の選択法を専門に行っている研究者で, 主として接点の製造会社に属しているが, General Electric Co., Siemens Werke のような大会社にもこのような研究者がおり, この部門の研究者は基礎研究はあまり発表していないことがわかる。このほか後者の研究者に属するとおもわれるもので, たとえば電話用継電器, 接点整流器などの接点が必要な役目をなすと考えられるような電気機械の研究者でありながら, その電気機械の接点を専門的に研究しているものもある。二流国の接点の研究者といわれるものにはこのような研究者が多く, 接点の選択法の専門の研究者といわれるべき研究者はドイツをのぞいてはあまりみられないし, また基礎現象の研究を体系づけて行っている研究者もきわめて少ない。

4. 接点に関する二三の問題

(4・1) 接点の基礎研究 一流国と二流国の接点の文献を調べてみると, 後者には接点放電, 消耗, 接触抵抗, 材料などの基礎現象について大きなまとまった研究がなく, 個々の小さな問題を取り扱ったものが多いことが特色である。これは接点の問題は非常にむずかしく, 範囲が広いために研究能力が低いにあるいは経済的方面で余裕がない場合には成果があがらないとみられやすく, どうしてもさしせまった目の小さな問題 (たとえば当面した電気機械についての接点の問題) に終始あたざるをえないからである。したがって (3・2) 節に述べたように, 二流国では応用部門の一部分を担当するような研究が多く発表されている。このように, 接点の場合は他の部門の科学技術のようにそれぞれの物理学が発達し, ついでその応用部門が発達するというような発展経過をとることが少なく, 変則的ともいわれるべき発展過程をたどっている。これは接点現象の性質上やむをえないことかもしれないが, 接点の物理学というような研究が今後ぜひとも要望されることは明らかである。

接点現象はこのようにきわめて複雑であり, 実際の使用という面からみても, その電気機器の接点の作用の実際の性格を反映させないような術語が非常に多い。電気通信工学術語集⁽⁹⁾によってさえも〇〇接点という言葉が 41 のっているが, その他従来の接点の著書, 電気機械の著書には種々雑多といわれるような〇〇接点という言葉がでてきている。このように接点が分類されているが, 分類の原則と用いられる術語にはそれぞれ広い相違があり, それらは電気機器のそれぞれの接点の作用の実際の性格を反映していないことがきわめて多い。著者は現在, 接点の使用基準の研究の基礎となる接点および接点材料の分類を行っている

第 5 表 接 点 の 分 類



が、Bapy 氏⁽¹⁰⁾も電気機器の著書を調査してこのような矛盾を調査している。これらの調査結果を総合すると接点の分類は第 5 表のようにするのが妥当であり、電気機器の接点の作用の実際的性格を反映させるだけでなく、接点現象をさらにわかりやすくし、今後の研究に便ならしめると信ずる。

なお接点是非常に複雑な現象であるために、接点の分類に関する以外の方面でもたとえば接点放電についてもその術語の使用に対して次のような例がみられる。Jones 氏⁽¹¹⁾はアークによる消耗は接点ギャップと電圧電流特性の両方面から論ずると、(a) Short arc (b) Normal arc (c) High power arc の 3 種類に分けている。(a)の場合は 10^{-4}cm 程度以下の接点ギャップの場合に起り、陽極が高速度電子に衝撃されて消耗し、(b)の場合はそれより大きいギャップの場合で、アークのエネルギーはプラズマ中の陰極の表面で消費され、その陰極は陽イオンによって直接衝撃されて消耗し、(c)の場合は極端に長いあるいは大電力アークである。このような言葉に対し Germer 氏ら⁽¹²⁾は(a)を Anode arc, (b)を Cathode arc とよび、E. Holm, R. Holm 氏ら⁽¹³⁾は(a)を Plasmaless arc, (b)を Plasma arc と呼んでいる。このような場合に術語の統一を図り、その定義のようなものを作ることが今後の研究促進に参考になると考えられるし、また第 5 表のような分類のしかたで接点現象を記述しなおすことも参考になるとおもわれる。

上のような研究のほか従来どおり接点の物理現象の研究はもちろん行わなくてはならないが、接点の科学は他の応用物理部門と同じく、直接その成果をねらって発展し、これから発展しようとしている。しか

し科学として社会に要求されるにはその特徴が必要であって、その特徴が他の分野の科学をリードする点がないければならない。現在物理学は自身を發展させること以外にすべての工業技術の補給基地となっているが、1回の開閉の際に非常に多くの現象を含む接点の物理学も、このような傾向をもっており、たとえば橋絡移転物質の金属学的研究を行うことにより、沸点にいたるまでの非常な高温における金属の研究が大電力を使わず、また多量の金属およびそれをいれる容器を用いず可能となること、⁽¹¹⁾ 接点の場合には放電による消耗をできるだけ少なくすることが目的であるが、この逆の考え方が放電加工の研究に非常に役立つことあるいは接触抵抗を測定することにより、金属面のガスの吸着を従来より非常によく測定できる⁽¹⁴⁾ ことなどがある。このような例のほか接点の物理学は将来さらに種々な方面に發展する可能性が見出される。

(4・2) 接点の実用化研究と接点の知識の普及

日本においては接点の製作を小資本のメーカーが行い、大資本のメーカーが小資本のメーカーにその製作をゆだねているようなかたちとなっている。電気機械の本質に關係する接点のようなものをなぜ外部にゆだねるかということ、大メーカーで有能な技術者をさいてこのような生産を行うと結局コスト高となったり、貴金属の管理などに気をつかわなければならないからであろう。接点の研究も日本ではこのような傾向があり、大資本のメーカーでも採算があわないような傾向もある。にもかかわらず電気機械のメーカーは大資本のメーカーはもちろん、小資本のメーカーでも、大なり小なり、さしせまった要求のために種々の電気機械の接点の寿命試験をおのおの独立に相当行っているが、大々的に遂行

する組織はないようである。けれどもこのような寿命試験結果の解析による研究方法は、接点の場合には特に必要である。たとえば Кузнецов 氏⁽¹⁵⁾は接点現象の性質上少数のサンプルの試験結果では、材料の性質および各種条件の影響について結論をくだすわけには行かないので、種々の条件下における接点消耗およびこのための各種材料の合目的な応用範囲に関する一般的なデータを得るために、465 の各種接点の各種条件下における試験結果を分析した。このような種類の研究は直接利害からんでメーカー間で秘密に行わなければならないことがらでもなく、しかも小規模な研究陣容ではまとまった結果を出しにくい。このような研究項目は各関係の専門家を集め、大きな研究組織を作って実施するのに適している。また接点の故障調査に関しても、さしせまった要求でかなり大規模な調査を行うことがあるが、そのデータがそのまま解析されずにくずもれてしまう傾向がある。このような接点の選択法のもととなる研究は、一流国のように各研究機関が独立に行っている調査すべき事項が非常に多く、とてもおいつけないので、日本ではこのような貴重なデータは整理して能率よくかたずけるような方策をたて、接点の技術水準を高めることが必要である。試験法についても同様で、アメリカの各社が行っているように ASTM の試験法⁽¹⁶⁾を採用し、試験結果を製作法、選択法に直ちに反映させるような方法をとることが必要であろう。

最後に接点の知識の普及についてであるが、このことに関し、次のような顕著な事実がある。日本においては電気機械概論、電気機械設計基礎論というようなすべての著書には電気接点については全くといってよいほど述べられていない。米英のものにはそのような著書には接点について少し述べてあるものがあるが、第○章電気接点として大きく取り扱っているものはきわめて少ない。けれどもソ連のものは Бару 氏⁽¹⁰⁾の論文に引用されているもの、すなわち次の四つの著書にはいずれも第○章電気接点として各著者独自の立場から大きく取り扱って論じてある。

- (1) A. Ya. ブイロフ：電気装置設計基礎論、国立電力出版所 (1946)
- (2) M. L. パピコフ：電気装置、国立電力出版所 (1951)
- (3) V. V. アフアナシェフ：高圧開閉装置の構造、国立電力出版所 (1951)
- (4) A. M. ザレスキー：低電圧電気装置、国立電力出版所 (1957)

さらにソ連の中学 10 年 (日本の高校 1 年に相当す

る)の電気工学実習の教科書⁽¹⁷⁾はその内容は次のようなものである。第 1 章 照明回路組立作業、第 2 章 測定器具、第 3 章 交直電気機械、第 4 章 ラジオ通信、第 1 章は照明装置の組立作業となっているが、その内容は全部接点接続に関しての実習で、測定器具、交直電気機械、ラジオ通信などと対等に取り扱っている。日本およびその他の国のこのような教科書には、第 1 章に相当するものはほとんど述べられていない。これらのことから、ソ連においては接点の知識を一般電気工学関係者に深く徹底させようとしている努力がうかがわれるが、このことは特に注目すべきことではないかとおもわれる。このようにすることにより、たとえば接点の故障対策をたてる場合に、多くの利益があることは接点の故障が第 2 表のような性質のものであること、あるいは接点は第 1 表に示すように電気機械の全要素に支配されるごときものであることなどから明らうであるが、〔2・2〕節参照)電気機械の設計などに対しても同様であり、接点の基礎研究を電気機械にとりいれて実用化することもさらによく行われうると信ずる。

5. む す び

以上述べたように接点は電気機械において急所でもあり、がんでもあるようなものであり、できるだけ電気機械より取り除いたほうがよいが、電気機械が存在する間は永久に存在しなければならぬものである。接点現象の性質上、研究すべき事項が非常に多いし、またその障害による経済的損失も次第に目に見えて大きく表われてきているので、貴重なデータは整理して能率よくかたずけるような方策をたて、接点の選択法、製作法、試験法などの技術水準を高めたり、また接点の知識を普及させるような組織が必要であろう。

文 献

- (1) 土屋：信孚誌 40, 490 (昭 31)
- (2) R. Holm: Electric Contacts p. 1 (1946)
- (3) L. B. Hunt: Electric Contacts p. 7 (1946)
- (4) 日本機械工業連合会：機械用材料の品質調査(電気接点の部) (昭 31)
- (5) 土屋：近研月報 7, 465 (昭 29)
- (6) 土屋：電学誌 74, 1075 (昭 29)
- (7) ASTM: Bibliography and Abstracts on Electrical Contacts (1952)
- (8) И. Э. Декабрун: Вестник: А. Н. СССР 11, 120 (1959)
- (9) 科学新報社：電気通信工学と英和語集 p. 583 (昭 25)
- (10) И. И. Бару: Вестник Электротропром 11, 31 (1958)
- (11) F. L. Jones: The Physics of Electrical Contacts p. 165 (1957)
- (12) L. H. Germer & J. L. Smith: J. appl. Phys. 29, 7 (1958)
- (13) E. Holm & R. Holm: Z. f. ange. Phys. 5, 352 (1954)
- (14) P. Kisliuk: Bell Syst. Tech. J. 37, 925 (1958)
- (15) Р. С. Кузнецов: Вестник Электротропром 30, 1 (1959)
- (16) ASTM: Standard Method for the Life Test of Electrical Contact Materials II, 907 (1952)
- (17) С. К. Андриевский, А. А. Бартновский: Практикум по Электротехнике (1959)

製品
紹介高 圧 用 $\tan \delta$ 測 定 器

安藤電気株式会社

近時絶縁材料、電気機器あるいは電力ケーブル等に対し、電気的性能の良否乃至劣化の度合を判定するために、 $\tan \delta$ の測定が非常に要望されてきました。

一方、高圧機器を取扱う各種現場において、これら機器を保守する上においても、絶縁劣化を破壊事故が起る前に予知できることは、極めて重要であります。そのためには、機器の絶縁劣化検出が必要となり、その重要な指数を与える $\tan \delta$ の測定が行なわれま

この測定器の最も代表的なものとしては、シェーリングブリッジがありますが、形が大きく、取扱い複雑で測定に時間を要し、かつ高価なため現場用に適しませんでした。

本器はこれを操作簡便な現場向きのものとして、高圧用交流電源と逆シェーリングブリッジ回路を用周波にて、容易にかつ安全にメータにて直読測定し得るものとして設計しました。

本器は標準コンデンサにより、1 辺を構成するブリッジ部およびトランジスタを使用した増幅部より成



350×550×350 mm 約 30 kg

TR-5 型 高圧用 $\tan \delta$ 測定器

り、可搬型金属ケースに収容されております。なお本器は、逆シェーリングブリッジ回路を使用しておりますので、一端接地した試料の測定ができ、また $\tan \delta$ の値により劣化を判定しますので、測定に際しては測定物を損傷することなく、また被測定物の形状および大小にあまり関係ないため、絶縁計試験と異なり相互比較が容易であります。

電気的性能 第 1 表参照。

第 1 表

注 意	TR-5 型	TR-7 型
測 定 周 波 数	50 c/s および 60 c/s	同 左
測 定 電 圧	交流 500 V～5,000 V	交流 1,000 V～11,000 V
測 定 範 囲		
静 電 容 量	0.0001 μ F～1 μ F	同 左
$\tan \delta$	0.02 %～100 %	同 左
測 定 誤 差		
静 電 容 量	定格値の $\pm (5 \% + 5 \text{ pF})$	同 左
$\tan \delta$	約 10 %	同 左

製品
紹介

カ ッ パ ー プ ラ イ 線

大日電線株式会社

銅パーブライ線（略称を C.P. 線という）は、特殊な電気メッキ法（Kenmore process）によって、銅心周囲に電気銅を完全かつ一層の厚みに電気めっきした銅心銅線であり、銅線の有する強靱性と銅の有する導電性、耐食性を兼ね備した全く新しい製品である。その性能においては従来のウエルド線以上であり、種々の優れた特長を有している。

特 長

C.P. 線は電気メッキによる銅被覆であるから、

(1) 銅心と銅被覆は同心円である。

銅被覆が銅心に対して正確に円心円状に付着し、銅被覆の肉厚変動は線径の 1% 程度である。またウエルド線のようなコイル中央部と端部での厚さの変動がなく、長さ方向においても均一な厚さを有している。

従って電気導体として用いた場合には、非常にバランスのよい回路を形成し、優れた高周波特性を発揮する。

(2) 恒久に銅被覆は剥離しない。

銅心と銅被覆の固着が強固かつ恒久的であるため捻合わせ、ねじり、線引き、屈曲、編組等の加工を行っても、銅被覆の剥離や銅心露出等の憂いがない。

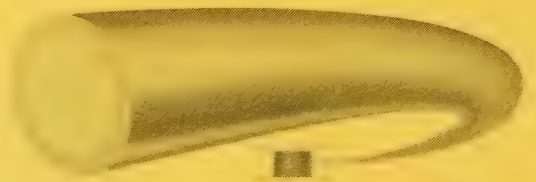
(3) 耐食性に優れている。

特殊な電気メッキで完全かつ一層の厚みに銅被覆が施されるため、ピンホール等の心配は少ない。従って優れた耐食性を有する。

(4) 長尺物が得られる。

任意の長尺物の製造が可能である。従って配線工程や布設が簡単になり、絶縁被覆の削減が可能である。

用途によって任意の材質の銅心を用いることができる。



銅パーブライ線の外觀

ウエルド線と異なり、用途によってそれに適した材質の銅心を使用できる。

用 途

C.P. 線の導電率は 30% と 40% を標準としているが、その他

の導電率のものも製造できる。また一方、抗張力の点では、遙かに普通の銅線より優れているため、長径間の電気導体として有効に使用できる。またその優れた耐食性から亜鉛鍍銅線では、腐食のおそれのある個所に使用して非常に有利である。主な用途は

裸 線 C.P. 線は通信用、電力用として長径間用、積雪地帯用および盗難防止用架空線として最適である。

絶縁電線 C.P. 線はゴムまたはプラスチックを被覆し、長径間の電力用、通信用または引下線として最適で、総合建設費が軽減され有利である。

電力用：トリーワイヤ、引下線等

通信用：1~2 対程度の電話線、引下線等

メッセンジャーワイヤ C.P. 線は銅メッキ層にピンホールがなく、しかも強靱であるので、耐食性の要求されるメッセンジャーワイヤや支線用として好適である。

その他 C.P. 線はエレクトロニクス部材として銅線にくらべて電磁性、誘電性等が少なく、電気抵抗が低い点になり、高周波回路に広く利用される。また機械的強度が優れているので、絶縁銅線では機械的強度が要求されたところに使用すると好適である。

特性値 第 1 表参照。

(mm)	2.3	3.0	4.0	5.0	6.3	8.0	10.0	12.5	16.0	20.0	25.0	32.0	40.0	50.0	63.0	80.0	100.0	125.0	160.0	200.0	250.0	320.0	400.0	500.0	630.0	800.0	1000.0
銅心径	2.3	3.0	4.0	5.0	6.3	8.0	10.0	12.5	16.0	20.0	25.0	32.0	40.0	50.0	63.0	80.0	100.0	125.0	160.0	200.0	250.0	320.0	400.0	500.0	630.0	800.0	1000.0
銅被覆厚	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05
線径	2.35	3.05	4.05	5.05	6.35	8.05	10.05	12.55	16.05	20.05	25.05	32.05	40.05	50.05	63.05	80.05	100.05	125.05	160.05	200.05	250.05	320.05	400.05	500.05	630.05	800.05	1000.05
重量	0.04	0.08	0.16	0.25	0.39	0.58	0.84	1.12	1.60	2.00	2.50	3.20	4.00	5.00	6.30	8.00	10.00	12.50	16.00	20.00	25.00	32.00	40.00	50.00	63.00	80.00	100.00
抵抗率	1.72	1.72	1.72	1.72	1.72	1.72	1.72	1.72	1.72	1.72	1.72	1.72	1.72	1.72	1.72	1.72	1.72	1.72	1.72	1.72	1.72	1.72	1.72	1.72	1.72	1.72	1.72

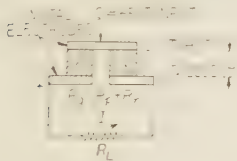
学 界 時 報

- | | | |
|----------------|----------------|----------|
| 1. 教育・研究 | 2. 電気物理および回路理論 | 3. 電気測定 |
| 4. 電子装置 | 5. 電子回路 | 6. 電気機器 |
| 7. 電力 | 8. 照明 | 9. 電気鉄道 |
| 10. 電気通信 | 11. 電気材料 | 12. 電力応用 |
| 13. 自動制御および計算機 | 14. 原子力 | 15. 雑 |

2-353. テルル化鉛を用いた熱電 ジェネレータの効率を最大に するための設計パラメータ

R. W. Fritts: Design Parameters for Optimizing the Efficiency of Thermoelectric Generators Utilizing P-Type and N-Type Lead Telluride. [Commun. and Electronics, No. 46, Jan., 1960, p. 817~820]

半導体の熱起電力を利用した熱電ジェネレータの効率は、その材料の性質、使用温度に依存している。



第 1 図 熱電冷却回路に、

その計算方法の根拠は、熱電冷却のそれと同じで、第 1 図のような回路の場合、最大効率 η_{\max} 、性能指数 Z は、Ioffe らにより与えられたよう

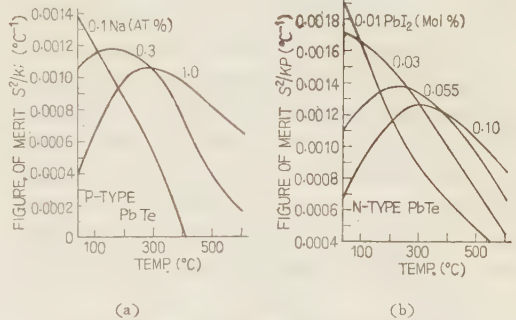
$$\eta_{\max} = \frac{\Delta T}{T_2} \frac{\sqrt{1 - Z' \frac{T_2 - T_1}{2}} - 1}{1 - Z' \frac{T_2 - T_1}{2} - T_1/T_2}$$

$$Z = \frac{(S_p - S_n)^2}{(\sqrt{K_n \rho_n} + \sqrt{K_p \rho_p})^2}$$

ただし、1 種の材料の場合は、簡単化のために

$$Z = \frac{K \rho}{S^2}$$

で表わされる。ここで、 S はゼーベック係数、 K 、 ρ はそれぞれ熱伝導率、固有抵抗を表わす。したがって、効率を大きくするためには Z 、高温接点温度 T_2 、 ΔT を大きくすればよいので、高温使用にたえ、しかもそういう温度で、 Z の大きな材料が望まれるわけである。PbTe はその融点が 922°C で、以上の要求を満たしている。実際、高温接点を 600°C に保持し、数年間動作させた結果、化学的に安定で、接点などの構造上の変化はあらわれていない。適当な添加により B 形 (Na を添加) N 形 (PbI を添加) を作ることができ、またキャリア濃度も 2 けたぐらい変えられる。不純物添加量をパラメータとした P および N 形



第 2 図 性能指数の温度依存性

PbTe のゼーベック係数、固有抵抗および熱伝導率の 600°C までの範囲の温度依存性などの熱電的性質がグラフで示されており、そのうち、性能指数の温度依存性は第 2 図のように表わされている。重要な点は不純物添加量の性能指数への影響と、いろいろな温度範囲にわたり動作させるために、性能指数の温度依存性を考慮し、材料を作り、設計をすることである。

第 1 表 種々の組み合わせに対する性能指数

Type of Elements	N	P	Average	Calculated efficiency (%)
Idealized P and N	0.00133 C^{-1}	0.00105	0.00119	11.7
Single composition N: 0.055 PbI ₂ P: 0.3 Na	0.00115	0.000835	0.000992	10.28
Doubly segmented N: { below 371 C = 0.055 PbI ₂ above 371 C = 0.10 PbI ₂	0.00115		0.00109	
P: { below 315 C = 0.3 Na above 315 C = 1.0 Ne		0.00100		11.02

各接点を 866 K と 811 K にして動作させた場合の 3 種の PbTe の組み合わせに対する性能指数と、効率の計算値が第 1 表に示されている。

(鳩山、飯塚 隆)

2・354. InSb における分布係数
と移動度

Alan J. Strauss: Distribution Coefficients
and Carrier Mobilities in InSb. [J. appl.
Phys., Vol. 30, No. 4, April, 1959, p. 559~
563]

InSb における不純物の分布係数と キャリヤの移動
が種々の試料について測定されている。不純物元素と
しては、アクセプタの Cd, Zn, ドナーの Se, Te を
用い、これらを [111] 方向に引き上げた単結晶に注入
して得られた分布係数, k は第1表のとおりである。
なおこの場合, 単結晶の製作条件は引上げ速度が 1.3
cm/h, 回転数は 130 rpm である。次に製作条件を変
えた場合の分布係数におよぼす影響について, Zn の場
合をまとめて第2表に表わしてある。この場合の不純
物濃度は大体 $4 \times 10^{17} \text{cm}^{-3}$ である。第1表の k の値は
Harman や Mullin の報告と少し異なるが, これは第
2表を見てわかるように製作条件の影響は大して問
題でなく, むしろ不純物濃度が影響している。次に移

第 1 表

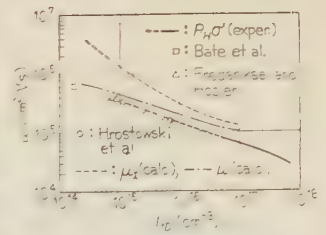
Impurities	Concentration	k
Cd	$2.5 \sim 11 \times 10^{17}$	0.26
	$0.49 \sim 4.3 \times "$	0.23
	$0.37 \sim 1.4 \times "$	0.31
	$0.65 \sim 2.1 \times "$	0.25
Zn	$1.0 \sim 8.1 \times 10^{17}$	3.29
	$0.57 \sim 5.4 \times "$	3.56
	$0.53 \sim 9.8 \times "$	3.29
Se	$1.7 \sim 3.9 \times 10^{17}$	0.16
	$1.2 \sim 4.5 \times "$	"
	$1.6 \sim 7.1 \times "$	0.19
Te	$0.62 \sim 1.4 \times 10^{17}$	0.50
	$1.2 \sim 1.7 \times "$	0.61
	$2.3 \sim 7.0 \times "$	52

第 2 表

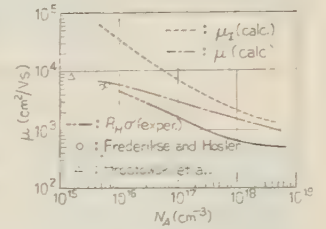
引上げ速度 (cm/h)	k	
	回転数 113 rpm	39 rpm
1.3	3.52	—
2.5	3.19	2.70, 2.85
2.9	2.97	2.67
3.8	2.71, 2.81	2.44

動度については, 77°K にてホール係数 R_H および固
有抵抗 ρ を測定し, $n=1/R_H$, $\mu_H=R_H/\rho$ より担体濃
度および移動度を求めている。第1図はN形 InSb の
 77°K における移動度をドナー濃度に対して計算値お
よび測定値をプロットしたものであり, 第2図は同じ
く 77°K における P 形 InSb の移動度に関して描い
てある。ここで, μ_I は電離した不純物散乱のみと
して計算した場合で, μ は不純物と格子の両方の散

乱を考慮して計算
した値である。こ
れは第1図の場合
は比較の実測値と
一致しているが,
なお計算値と実測
値との比をとる
と, 1.3~1.7 不
純物の増加につ
れて増えている。
この不一致の原因
としては, 計算の
場合に InSb の伝
導帯におけるエネ
ルギーと波数の非
放物線関係を考慮
していないことな
どが考えられる。



第 1 図



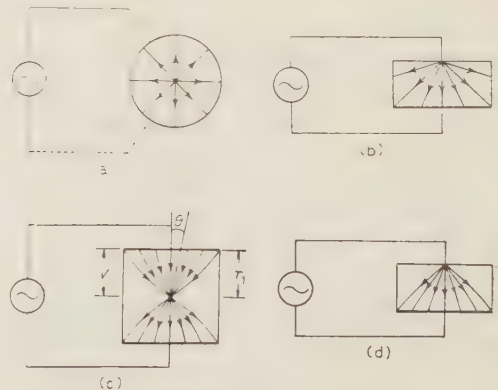
第 2 図

(中野, 大下正秀)

2・355. 点接触整流における少数キャリア
のダイポールモードの拡散

B. R. Gossick: Dipole Mode of Minority
Carrier Diffusion with Reference to Point
Contact Rectification. [J. appl. Phys., Vol.
31, No. 1, Jan., 1960, p. 29~35]

点接触整流における少数キャリア注入について拡散
方程式を解いて, 高次のモードが基本モードにくらべ
てどの程度の重要性をもつかを検討し, さらにこの解
析がダイオードの高周波特性に対し重要な意味をもつ
ことを議論している。まずN形半導体を例にとり, ホ
ール注入の二つのモードすなわち Unipole mode と
Dipole mode についてその特徴を記述してある。Uni
pole mode は第1図 (a) に示されており, (b) 図
に示すようなダイオードのホール拡散のモデルに使用
される。一方, Dipole mode は (c) 図のようなモデル



第 1 図

によって表わされ、(d) 図に示すようにホール拡散電流を示す構造のダイオードに境界条件を適当にとることによって適用される。

過剰ホール濃度は

$$p(r) - p_0 = p_0 (e^{qV/kT} - 1) r_0 / r \quad (\text{Unipole mode})$$

$$p(r, \theta) - p_0 = p_0 (e^{qV \cos \theta / kT} - 1) r_0^2 / r^2$$

(Dipole mode)

となり、Dipole mode は Unipole mode にくらべて全注入が接触付近に局在するために注入の回復時間がより短く、したがって高周波特性の良好なことが期待される。しかし順方向バイアスのときは空間電荷層の時定数が大きくなる不利な点もある。次に $p(r, \theta, t)$ をフーリエ変換して出てくる微分方程式の解について高次モードの検討がなされる。印加電界の波長にくらべて空間電荷層の半径が小さいときには、高次モードはあまり意味をもたないことが結論される。また両モードの結合については多少ふれてある。両モードに対する平均応答時間はおおの

$$\langle t \rangle_{AV} = T_d + (r_0^2 / 2D) \quad (\text{Dipole mode})$$

$$\langle t \rangle_{AV} = T_u + (r_0 / 2) (\tau / D)^{1/2} \quad (\text{Unipole mode})$$

である。 T_d , T_u は空間電荷層の時定数である。これから r_0 を小さくすることと Dipole mode で動作させることによってダイオードの高周波特性の改善に有効であることがわかる。 r_0 は試料の固有抵抗には敏感でないために、 r_0 による特性の改善には多くを期待できない。

N形ゲルマニウム ($10 \Omega \text{cm}$) について空間電荷層の時定数を $5 \times 10^{-10} \text{s}$ とし、 $r_0 = 3,500 \text{A}$ とすると、

Dipole mode では $\langle t \rangle_{AV} \sim 5 \times 10^{-10} \text{s}$

Unipole mode では $\langle t \rangle_{AV} \sim 4 \times 10^{-8} \text{s}$

となる。

空間電荷層の境界の印加電圧による変化についても解析があり、飽和電流の百分率変化をとると Dipole mode のほうが少ない点について、このモードでは $\theta = \pi/2$ で境界が制限されているためであると結論している。

(鳩山, 阿部 寛)

2-356. Ge 中の As の拡散に 対する Al の影響

J. O. McCaldin : Interaction between Arsenic and Aluminum in Germanium. [J. appl. Phys., Vol. 31, No. 1, Jan., 1961, p. 89~94]

半導体媒質の中で2種類の不純物が相互作用することに関しては、Fuller や Reiss らが Li を含む Si の中の III 属不純物のふるまいを研究することにより、比較的完全で、定量的な解析を行った。著者らは Ge の中の III 属不純物、V 属不純物についても同様な相互作用が見られるであろうと予想し、以下に述べる三つの方法で、 $5 \times 10^{20} \text{cm}^{-3}$ 程度の Al を含む Ge の中

の As の性質を研究した。試料として Ge-Al-As 系を選んだのは、(1) Al と As の Ge に対する溶解度が比較的高いので、不純物同志の相互作用が観測にかかる程度まで不純物濃度を高めることが容易である。(2) As の Ge 中での Diffusivity は Al の約 100 倍なので、近似的には As が拡散している時間中 Al は静止していると考えられる。という2点が、この種の実験に有利な特徴と考えられたからである。

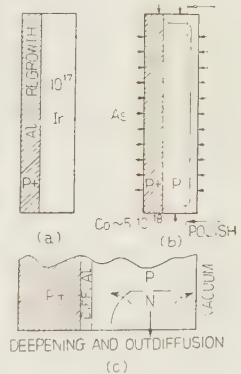
(1) 溶解度の測定 $5 \times 10^{20} \text{cm}^{-3}$ の Al を含む P 形 Ge の薄片を 10^{17}cm^{-3} の As を含む N 形 Ge とともに、石英るつぼの中に真空封入し、 $200 \sim 400 \text{h}$ 800°C に保った結果、P 形 Ge が N 形に変化することが認められた。これは Al を濃厚に含むことによって、As の溶解度が 10 倍ないしそれ以上に増加したことを示している。完全に N 形になった部分の X 線解析も行ったが、二次的な析出相の存在は認められなかった。したがって、もし Al と As が集まったとしても、ペアになる程度で、結晶としては析出していないことが確かめられた。(第1図)

(2) As の拡散の

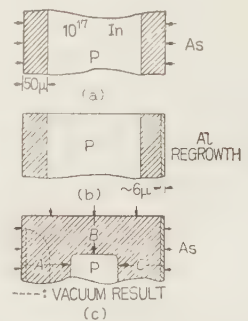
観測 I 実験に用いた試料は、寸法 $0.3 \times 0.3 \times 0.07 (\text{in})^3$ の直方体、 10^{17}cm^{-3} の In を含む P 形 Ge で、第1図 (a) はその断面である。P⁺ と記した部分は、 $5 \times 10^{20} \text{cm}^{-3}$ の Al を含む層で、加熱した試料に Al を蒸着させ、Al を浸み込ませたのち Al の層を取り除くことにより造られる。この試料に (1) と

同じ方法で As を拡散させると、As の浸入によって N 形になった部分と、P 形部分の境界は、 $N_D = 10^{17} \text{cm}^{-3}$ (N_D は As の濃度) の等高線を描いた PN 接合を形成する。N 形の部分を第1図 (b) の点

線の位置まで研磨して取り除き、真空中で加熱すると、As の外向の拡散が起り、PN 接合は第1図 (c) に示すような閉曲線となる。P と記した領域では不純物濃度が比較的低いので、不純物同志の相互作用が無視できるとすると、As の分布状態は Fick の理論に



第 1 図
Ge 中の As の拡散



第 2 図

よって取り扱える。P⁺ 領域でも Al と As の相互作用を無視した場合、P⁺ 領域では Al と As の間に引力が働くため、P⁺ と P の境界面は、P と真空の境界面と同様、As に対する“吸い込み”としての効果をもつとした場合の、二とおりの仮定のもとに、PN 接合閉曲線の形を計算から求め、実験的に得られる図形と比較した結果、P⁺ 領域では Al-As 相互作用は無視できないことと、P⁺-P 境界面は As の“吸い込み”として P-真空境界面と同等の効果をもつことが推定された。

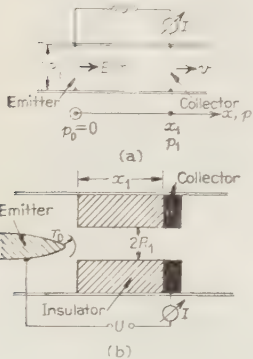
(3) As の拡散の観測 II 本質的には I と同様の方法で第 2 図 (b) のような断面をもつ試料を造る。As 蒸気の中で加熱して、さらに As を浸み込ませ、その深さ A, B, C を測定した。加熱時間が充分長いと A=B となることは予想どおりであるが、C は A または B の 70 % 程度となったことや、PN 接合部分を示す曲線の曲率は、C の側が A の側よりも大きいことなどから、C の側では、P⁺ 層によって As を失うため As の拡散が弱められていると考えられる。以上の実験によって、800°C 付近の高温では、Ge 中の Al と As の間には引力が存在すること、Al の存在によって As の Ge に対する溶解度の高まることが確かめられた。(鳩山, 山内睦子)

2-357. イオン流ポンプ

Otmar M. Stuetzer: Ion Drag Pumps. [J. appl. Phys., Vol. 31, No. 1, Jan., 1960, p. 136~146]

最近の論文⁽¹⁾で筆者は特に単極イオン伝導を持つ液体内に高電界を加えることによって圧力を生ずることを示し、絶縁液体ではもっと簡単な配列で 0.1 atm 程度の圧力を生ずるが、一次近似の理論によって静的な場合に限れば実験とよく一致することを示した。もしも実際の動的な場合には前述の静的な場合のように簡単な理論は適用できなくなる。一次元模型

に対して、動的な条件でイオン流を記述する微分方程式の系は解くことができ、ある境界条件では簡単に明解な表現が得られる。その簡単な一次元ポンプ系は第 1 図 (a) に示すもので、運動している液体は半径 R_1 (m) の円筒を通り、 $x=0$ で平面的なエミッタの配列によりイオンを供給し、電界 E (V/m) によって $x=x_1$ でコレクタグリッドに引張りこむ。こ



第 1 図

の駆動形によってイオンは液体と運動量の交換によって x 軸に沿って次式に示す圧力を生ずる。

$$p_i = \frac{1}{2} \epsilon_0 E^2 - \frac{1}{2} \frac{q^2}{4\pi\epsilon_0} \frac{1}{b} \left(\frac{2\pi R_1}{b} \right)^2 - \left(E - \frac{q}{b} \right)^2$$

ここで E_0 : エミッタにおける電界の強さ、 v : 液体の流速、 ϵ : 液体の電気率、 q : 電荷、 b : 定数

上式の 1 項は電界による圧力、2 項と 3 項とで関係づけられる。この式を用いて実際の液体にさらに流れの乱れや粘性によるエネルギー損失による圧力低下が加わる。この論文の著者は簡単な式をイオン流のポンプ作用として算出する。さらに検討してみることにある。たとえばポンプの効率の計算、その限界値について論じ、Single stage の Parallel flow や Cascading について調べることである。現実的な考察は一次元模型に限っているが、実験的にその種数の多さは少なくとも定性的にはエミッタの配列によって異なる。さらには液体の性質によっても異なる。

実験はポンプ系のもっとも重要な要素である。液体は水、アルコール、エタノール、エチルアルコール、フロンなどによっており、またポンプの効率は液体の性質にもよる。通常は液体 (アルコール、フロン) によって得られる圧力は 10% 強で、Single unit で得られる圧力は 1 atm 程度の液体では約 2~3 mW で非常に小さい。液体では約 20 mW である。

鳩山, 川崎弘司

6 6

(1) O. M. Stuetzer: J. appl. Phys. 30, 984 (1959)

2-358. 熱電子形エネルギー変換の動作指数

N.S. Rasor: Figure of Merit for Thermionic Energy Conversion. [J. appl. Phys., Vol. 31, No. 1, Jan., 1960, p. 163~167]

熱電子形エネルギー変換装置は熱エネルギーを電気エネルギーに変換する装置。最近はいままでいくつか行われてきた。しかし、これらは使用材料の有望性を比較する材料の性質を比較して、熱起電力を利用した熱電素子 (thermoelectric) のような、簡単なパラメータを導き出していないので、ここでは熱電素子の場合と同じような解析法で、熱電子系における効率および性能指数を導き出している。

変換効率の計算であるが、この場合、定義どおりの効率 η の表示を、いくつかの仮定、近似を用いて単純化し、さらに極限の与えられた仕事関数 ϕ_a に対し、 η を最大にする極限の仕事関数 ϕ_c を ϕ_{co} で表わすと、最大効率は

$$\eta_{max} = \frac{\beta}{1 + 4\beta \phi_{co}^2}$$

ここで

$$E = D \sigma \alpha^4 \frac{A_r \epsilon}{A_e J_e}$$

β , D , $\alpha \approx \text{const.}$, A_r : 陰極の熱放射有効面積,
 A_e : 陰極の電子放出有効面積, ϵ : 有効放出
 係数, σ : Stephen-Boltzmann 放射定数, J_e :
 陰極の放出電子流密度

で表わされる。

かくして, η を大きくするためには, (1) 陽極とし
 て仕事関係の小さい表面を用いる。(2) 陰極として
 ϕ_{co} に近い仕事関数の表面を用いる。(3) E を小さく
 するように電極を作り, 動作させる。(4) 外部熱損を
 少なくし, また Optimum なリード線を用いるという
 ことが必要であることがわかった。

そして, 以上の解析は無次元パラメータ

$$M = \frac{1}{E \phi_c^3} - \frac{1}{D \alpha^4} \frac{A_e J_e}{A_r \epsilon \phi_c^3}$$

が, 熱電子エネルギー変換機の性能指数として適当で
 あることを示している。

第1表は熱電子素子との対応を示している。

第 1 表

	Thermoelectric	Thermionic
Fraction of Carnot efficiency	$0.5 \frac{1}{1+K_L/K_e}$	$0.8 \frac{1}{1+0.9(P_r/J_e \phi_c)}$
Usable energy transport	K_e	$J_e \phi_c$
Extraneous energy transport	K_L	P_r
Figure of merit	$TS^2/\rho K$	$(A_e/A_r) \times J_e / (\epsilon \phi_c^3)$

注: K_L : 結晶格子の熱伝導度, K_e : 電子の熱伝導度, K : 熱伝導
 率 ($=K_L+K_e$), S : ゼーベック係数, T : 高温接点温度,
 P_r : 陰極の放射熱電力, ρ : 熱電物質の電気抵抗

(鳩山, 飯塚 隆)

2-359. 高エネルギー密度, 高压 アークプラズマの実験的研究

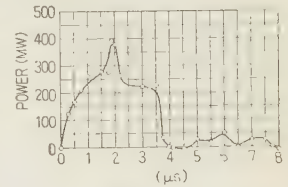
E. A. Martin: Experimental Investigation
 of a High-Energy Density, High-Pressure
 Arc Plasma. (J. appl. Phys., Vol. 31, No.
 2, Feb., 1960, p. 255~267)

高温, 高压定常プラズマの実験的研究は, それを
 閉じこめる容器の材料に対する制限のうえから, 高々
 10,000°C, 1,000 mmHg 程度が対称になっていた。
 著者はさらに高温, 高压のそれを研究するため, 水中
 放電の方法を用いて, その限界を 30,000°K, 10,000
 atm にまで高めることができた。

スパークが水中に起ると, 水の高い慣性はプラズマ
 の熱的膨張を防げ, 高压, 高密度のそれを作る。同時
 にそれは抵抗を大きくするので, 大きな電力をプラズ
 マに供給することを可能にした。ここで紹介しようと
 する実験の外観は次のようなものである。コンデンサ
 容量 5.8 μ F, 放電電圧 25 kV, 瞬間最大電流 85,000 A,

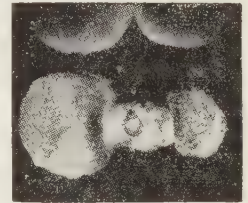
外部圧力 8,300 mmHg, 入力電力 350 MW, 粒子密
 度 $2 \times 10^{27}/\text{cm}^3$, 電離度 30%。

スパークに供給
 される電力は, 折
 りたたんだリボン
 状 shunt とオシ
 ロスコープから測
 定される電流と,
 放電回路のパラメ
 ータから, エネル
 ギー平衡を考えて計算さ
 れた。(第1図)



第 1 図

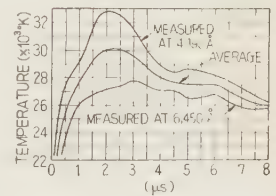
Kerr cell カメラ撮影
 と, プラズマの膨張によ
 って生じる衝撃波の特性
 の観測は, プラズマの圧
 力を導出した。水中電極
 に突然電圧をかけても,



第 2 図

Break down が起るまで 10~100 μ s の間約 1 A 程度
 の電流が流れ, Break down が終わったときのカメラ撮
 影は, 電極上の球形ガス構造を示している。(第2図)

温度はプラズマ放射から求め, 最大電流が流れた瞬
 間におけるスペクトルは, 29,900°K における黒体放
 射に対応する連続スペクトルを示した。第3図は波長
 の長短両極端において
 測られた温度を図示し
 ているが, その差はあ
 まり大きくない。また
 放出が 30 μ s 程度続く
 のに対して, 入力的主
 要時間が 4 μ s である
 ことは大部分のエネル
 ギーがプラズマに貯えら
 れて, それが徐々に放出されることを表わしている。
 (第3図)



第 3 図

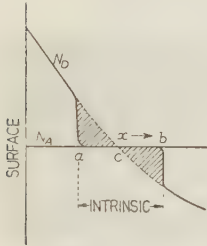
以上の測定結果から著者は独特の物理的モデルと,
 エネルギーおよび粒子の平衡から理論的に説明して
 いるが, Groschev の式を用いて出した導電率は,
 Spitzer, Harm の式を使ったのとよく一致し, 実験値
 を示している。(鶴見, 本間琢也)

2 360. P-N 接合におけるイオン のドリフト

E. M. Pell: Ion Drift in an-np Junction.
 (J. appl. Phys., Vol. 31, No. 2, Feb., 1960,
 p. 291~302)

常温以上で P-N 接合に逆バイアスすると, ドナーあ
 るいはアクセプタイオンは高められた温度によりドリ
 フトモビリティを持ち, 接合の電界をドリフトして NP
 領域間に真性半導体領域を生ずる。この際領域の幅や

濃度こう配などの関係を考慮することによって、不純物イオンの拡散係数や格子での化学作用を調べることができる。ここでは理論的モデルとしてP形Siにおける L_i^+ のドリフトをとりあげ、これに対する実験的な検討を行っている。モデルの概要を説明すると、表面より拡散した L_i が時間 t_0 後に深さ c の距離にP-N接合を形成し、これに逆バイアスすると空間電荷領域の電界により L_i^+ は L_i の濃度の低い側へドリフトして、ある時間後には



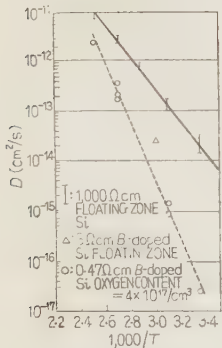
第1図

る現象は、この急濃度こう配による拡散であると考えられる。また $x=b$ の近くの領域ではイオン pairing のため、 $x=a$ 近傍よりはるかに急となる。近似的に急こう配領域を垂直線でおきかえると、 L_i^+ の t 時間中にドリフトした数は図の斜線部分の面積で与えられる

$$\int_0^t E \mu N_A dt = \left(\int_a^c N_D dx \right) - (c-a) N_A$$

$$= (b-c) N_A - \left(\int_c^b N_D dx \right)$$

となる。この関係は適当な数学的取り扱いによりドリフト領域の幅 W と定数 $L=2D_0t_0/c$ で表わされる。ここで D_0 はPN接合形成時の拡散係数、 t_0 は拡散時間である。それによると t が小的时候は一定電界の下で上式の左辺は $\approx W^{2/3}$



第2図

$8L$ で表わされる。また t が大のときは $\approx W$ となる。これは実験結果とも一致している。第2図は以上の関係を四つ以上の異なる温度に適用し、三つの異なる試料について拡散係数を求めた結果である。これによると固有抵抗 $1,000 \Omega \text{ cm}$ の Vacuum grown floating zone Si に対しては $D=6 \times 10^{-4} \exp(-0.61 q/kT)$

している。拡散係数の測定は $10^{-8} \text{ cm}^2/\text{s}$ まで十分な精度で行いうることがわかった。

このようなイオンドリフトによる真性半導体領域は、固有抵抗の低いSiを使用して $4,000 \text{ V}$ 以上の対圧で、かつ周波数領域の広いドリフトや、あるいは、アナログトランジスタの製作にも適用される。

(北村, 片岡行雄)

2-361. シリコン中へのボロンの拡散

A. D. Kurtz & R. Yee: Diffusion of Boron into Silicon. [J. appl. Phys., Vol. 31, No. 2, Feb., 1960, p. 303~305]

Bの拡散はFullerらによりすでに報告されている。それによると彼らはSiと B_2O_3 を石英管に封入し $950 \sim 1,275^\circ\text{C}$ で拡散している。このため表面密度の大きな($10^{21} \sim 10^{22} \text{ atom/cc}$)状態での拡散係数を彼らは発表している。しかしこのように表面密度が大きい場合には、後で述べるように電界による拡散が起り、拡散係数が大きくなると考えられる。それゆえここではこの効果が無視できるような条件の下で実験を行い、拡散係数を求めた。

さて拡散の方法は、表面密度を制御できるようにするため、炉を二つの温度域に分け、片方で B_2O_3 を蒸発させ N_2 ガスを流した開管中で行った。拡散を終ったSiの表面密度は4探子による抵抗測定で求め、P-N接合の深さは着色法、抵抗測定および熱探子により求め拡散係数を計算した。結果は第1表に示す。また拡散係数の対数と温度の逆数のグラフから活性化エネルギーは 81 Kcal でFullerらおよびDunlapの値とよく一致する。

さて先にも述べた表面密度が拡散におよぼす効果、すなわち電界による拡散について考える。Si中にBを拡散すると、生じたホールはBイオンより速く拡散し、空間電荷ができる。そこでこれを中和するため電界 E が生ずる。この電界は、ホールおよびイオン電流をそれぞれ

$$J_p = -qD_p(\partial p/\partial x) + q\mu_p pE$$

$$J_B = -qD_B(\partial C_B/\partial x) - p\mu_B C_B E$$

とし、二つの電流を等しいとおけば得られる。さて仮に $n_i \ll C_B$ とすると、 $E = (kT/qC_B)(\partial C_B/\partial x)$ とな

第1表 拡散データ

実験番号	温度(°C)	時間(h)	接合の深さ(μ)	表面密度(cm^{-2})	拡散係数($\text{cm}^2/\text{s}^{-1}$)	拡散係数の平均値($\text{cm}^2/\text{s}^{-1}$)
1	1,058	14.75	3.56	2.0×10^{18}	8.5×10^{-14}	7.9×10^{-14}
2	1,100	71.0	12.7	4.5×10^{18}	1.8×10^{-13}	2.0×10^{-14}
3	1,124	48.0	14.5	6.1×10^{18}	3.3×10^{-13}	3.1×10^{-13}
4	1,193	13.5	11.4	2.0×10^{17}	1.2×10^{-12}	1.0×10^{-12}
5	1,238	16.4	20.3	1.6×10^{18}	2.3×10^{-12}	2.5×10^{-12}
6	1,300	15.0	38.2	5.9×10^{18}	7.2×10^{-12}	7.8×10^{-12}
7	"	16.25	38.1	3.2×10^{18}	7.3×10^{-12}	7.6×10^{-12}
8	1,342	5.0		5.5×10^{18}	1.1×10^{-11}	1.5×10^{-11}

る。この E を J_B の式に代入し、 $\mu_B = Gq$ 、 $D_B = GkT$ (G は Microscopic mobility) とおくと、有効拡散係数が2倍されることがわかる。すなわち Fuller らの実験では C_B が大きいので、($n_i \ll C_B$) 有効拡散係数の2倍を拡散係数として報告していると思われる。しかしここでは C_B を $5 \times 10^{18} \text{cm}^{-3}$ とし、また拡散温度での n_i を $\sim 10^{19} \text{cm}^{-3}$ となるようにしたので、Fuller らの値の1/2となり、正しい拡散係数を得たと報告している。

(北村, 小田 弘司)

2-362. りんの拡散におよぼす シリコン酸化膜の効果

R. B. Allen, H. Bernstein & A. D. Kurtz :
Effect of Oxide Layers on the Diffusion of
Phosphorus into Silicon. [J. appl. Phys.,
Vol. 31, No. 2, Feb., 1960, p. 334~337]

二重拡散 Si トランジスタおよび N-P-N メサ・トランジスタの製作には酸化膜でマスクし、その一部に穴をあけてバルク Si 中に拡散を行う方法がある。この場合当然酸化膜中にも不純物は拡散されるので、ここでは、りんにつき酸化膜中でバルクの拡散係数 (D_1 および D_2) とその比 (k) などの検討を行った。そしてその拡散係数は Fuller らが発表したバルク Si での値の約 10^{-3} 程度であることがわかった。

さて簡単な一次元の拡散モデルを仮定する。酸化膜およびバルク Si 中に拡散された不純物密度はそれぞれ距離 x (酸化膜表面を $x = -x_0$, 酸化膜とバルクの境を $x = 0$ とする) および時間 t の関数である。 $x = 0$ で拡散は連続であるという境界条件で拡散方程式を解くと、 $x = 0$ での密度 C_S は

$$C_S \approx 2k/l + kC_0 \operatorname{erfc}(x_0/L_1)$$

となり、またバルク Si 中の P 形不純物密度 C_B と打ち消し合って $x = x_j$ のところに P-N 接合を作るとすれば C_B は

$$C_B \approx 2k/l + kC_0 \operatorname{erfc}[(x_0/L_1) + (x_j/L_2)]$$

により求められる。ここで C_0 は $x = -x_0$ での不純物濃度、 L_1 , L_2 はそれぞれ酸化膜・バルク Si での拡散距離である。 $C_H/C_S < 1$ または > 1 により酸化膜のマスクが完全か不完全かを知ることができる。さて拡散温度、時間および酸化膜の厚みを適当に選んで $x = 0$ で $C_S = C_B$ となるようにすると、

$$C_B \approx 2k/l + kC_0 \operatorname{erfc}[x_0^M / (4D_1 t^M)^{1/2}]$$

M : マスキングの程度を示す

この式より D_1 は

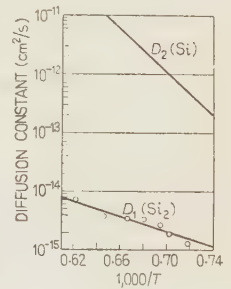
$$D_1 = \frac{(x_0^M)^2}{4t^M} \frac{1}{\operatorname{arg}^2 \left[\operatorname{erfc} \left(\frac{2k}{1+k} \frac{C_B}{C_0} \right) \right]}$$

測定は $15 \Omega \text{cm}$ -P-Si を水蒸気を含む窒素ガス中で $1,250^\circ \text{C}$ に加熱して $0.1 \sim 0.4 \mu$ の酸化膜を作ったも

のについて行った。これに P_2O_5 を使用してりんを拡散した。P-N 接合の深さは並行研磨 および 着色法により、接合位置はタイプ判定および固有抵抗測定により、表面密度は Backenstoss の方法によりそれぞれ測定した。(第1表および第1図参照) また D_1 の温度依存性は $D_1 = D_0 \exp(-E_a/kT)$ により与えられるので、第1図より $E_a = 1.4 \text{ eV}$, $D_0 = 3.9 \times 10^{-12} \text{cm}^2/\text{s}$ を得た。

第1表 k の測定値

温度 ($^\circ \text{C}$)	k
1,250	1.94×10^{-2}
1,200	9.75×10^{-3}
1,175	2.04×10^{-2}
1,150	1.57×10^{-2}
1,125	9.74×10^{-3}



第1図

これらの結果を先の計算式と比較すると、拡散温度が高いと表面密度は大きくなり、酸化膜を厚くする

と、表面密度は小さくなるといった点で C_S の近似式と一致する。しかし高次の項を計算した C_S の式とは定量的に一致しない。また C_S は膜の厚さおよび D_1 にきわめて鋭敏で、膜が厚いと x_j が小さくなり測定は困難であった。また P_2O_5 で拡散中にも酸化膜ができるので (膜の厚みに) 補正を加えなくてはならなかった。

(北村, 小田 弘司)

2-363. 捕獲中心が存在する場合の 光伝導および光電磁ライフタイム の決定 (I) 微量信号

A. Amith: Photoconductive and Photoelectromagnetic Lifetime Determination in Presence of Trapping. (I) Small Signal. [Phys. Rev., Vol. 116, No. 4, Nov. 15, 1959, p. 793~802]

捕獲中心が光伝導効果および光電磁効果に与える影響を理論的に検討した結果を報告している。

まずこれら二つの効果の相違点について簡単に述べる。光電磁効果 (PEM) による電流は注入された余剰自由キャリアのライフタイムの平方根に比例し、光伝導度 (PC) はそのライフタイムに直接比例する。次に PEM はキャリア捕獲に対しては PC ほど敏感ではなく、不純物半導体の少数キャリアのライフタイムの測定値は PEM によるほうが正確である。さらに PC は電気伝導にあずかる両種のキャリアにより生ずるものであるが、PEM は少数キャリアにのみ関係した現象である。このように性質の異なった二つの効果を一つの試料について測定する場合を考える。

捕獲中心の数が PEM に影響を与えないほど少ない不純物半導体に光により少数キャリアを注入する。す

ると PEM はもちろん捕獲中心の影響は受けないが PC は影響を受ける。また多数キャリアを注入すると PEM は見られず PC のみが現われる。このことより面効果のスペクトル依存性を測定して不純物単位が知られる。またその不純物が捕獲中心であるか、再結合中心になっているか、また Generation 単位として作用しているかがわかる。

次にこの二つの方法でライフタイムを測定した場合について考えてみる。ライフタイム測定の際に問題になる表面再結合速度および照射した光の強度は PC および PEM の式でそれぞれ同じ形ではいつている。それゆえ PC と PEM の式の比をとればそれらの影響を取り除き、正確なライフタイムの式を求めることができる。すなわち、

$$\frac{ISO}{\Delta G} = \frac{\lambda D_T \theta}{\mu(b^{-1} + F)} \cdot \frac{\delta_2 + \tanh \frac{1}{2} \lambda t}{1 + \delta_2 \tanh \frac{1}{2} \lambda t}, \quad \delta_2 = S_2 / \lambda D_T$$

により、自由ホールのライフタイム τ_p は次式となる。

$$\tau_p = D_T \left[\frac{\Delta G \theta}{ISO \mu(b^{-1} + F)} \cdot \frac{\delta_2 + \tanh \frac{1}{2} \lambda t}{1 + \delta_2 \tanh \frac{1}{2} \lambda t} \right]^2$$

ここで ISO : PEM 短絡電流, ΔG : PC 伝導度, θ : ホール角, D_T : 捕獲中心が存在する場合の Ambipolar diffusivity, λ : $\lambda = (\tau_p D_T)^{-1/2}$, μ : 電子移動度, μ/b : ホール移動度, F : 微量信号の場合の注入された自由キャリアの関係式の係数 ($n_f = F P_f$), S_2 : 光をあてた面の反対側の面での表面再結合速度, t : 試料の厚み

さらに捕獲中心の存在を無視して見掛け上のライフタイム (τ_a) の式より計算した場合に、 τ_a は $\tau_a = \tau_{PO}^2 / \tau_{PEM}$ となり生ずる誤差も見積っている。

(北村, 小田 弘司)

2-364. 不純物拡散の相関効果

J. R. Manning: Correlation Effects in Impurity Diffusion. [Phys. Rev., Vol. 116, No. 4, Nov. 15, 1959, p. 819~827]

結晶格子中での不純物原子の拡散において跳躍ひん度を ν , 跳躍距離を a とすれば, 拡散定数 D は

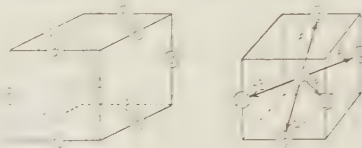
$$D = \frac{1}{6} a^2 \nu \dots \dots \dots (1)$$

と表わされる。この関係は拡散機構が Interstitial である場合には補正を必要としないが, Vacancy 置換形では, 跳躍ひん度は一連の跳躍における相関関係を考慮した補正を行わなければならない。これは Vacancy の跳躍方向が, その先行した跳躍方向により規

正されるからであり, 上式の ν は実効値として $f\nu$ なる値をとる。 f は相関係数であって, Vacancy 拡散の場合には $f = (1+C)/(1-C)$ となる。ここに C は連続して行われた二つの跳躍方向の余弦の平均値を示す。面心立方格子の場合には

$$C = -w_2/(w_2 + 2w_1 + 7k_1) \dots \dots \dots (2)$$

となる。Lidiard-LeClaire⁽¹⁾⁽²⁾ のモデルにより導かれる。ここに w_2 は Vacancy が不純物原子と交換するひん度, w_1 は Vacancy がこれと不純物とに共通にもっとも近い4個の格子構成原子のいずれかと交換するひん度, k_1 は Vacancy がこれからみてもっとも近い7個の格子構成原子のいずれかと交換するひん度である。この格子は第1図に示される。上式は k_1



第 1 図

の跳躍を行った Vacancy はもはや考えている不純物と完全に分離した関係にあり, それ以上の跳躍は考えている不純物とは関連性がないと仮定している。この場合には, $k_1 \ll w_1, w_2$ が充分成立する。ここでいう Lidiard-LeClaire の修正モデルは k_1 跳躍したのもなお考えている不純物と関係をもつ場合, すなわち k_1 が w_1, w_2 と同程度の値をもつ場合を考慮して C の補正式を導いている。それによると, (2) 式の問題とする項 $7k_1$ に対し, k_1 跳躍したのち考えている格子点ともはや関係をもたないひん度の割合 F と, 関係を持つひん度の割合 F' とを区別し, (2) 式に対する補正式が,

$$C = -w_2 / (w_2 + 2w_1 + 7Fk_1) \dots \dots \dots (3)$$

となることを示している。 $(F$ と F' の関係は $F = 1 - F'$ である) w_1, w_2 に対してはこのような補正はできない。 F の値は第1図で Vacancy が格子点 a から k_1 跳躍したのち再び a, b, c, d, e 点に帰る確率と, そうでない確率とを考慮して計算される。 F の値は Bardeen-Herring⁽³⁾ が求めている。

同様な考察が Diamond, b.c.c., s.c., 格子などについてもなされている。また AgCl などの格子間置換拡散 (Interstitialcy mechanism) についても行われている。(北村, 片岡行雄)

文 献

- (1) A. D. LeClaire & A. B. Lidiard: Phil. mag. **1**, 518 (1956)
- (2) A. B. Lidiard: Phil. Mag. **46**, 1218 (1955)
- (3) J. Bardeen & C. Herring: Atom Movements (A.S.M. 1951) p. 87, Imperfections in Neraly Perfect Crystals (1952) p. 261

2-365. シリコン P-N 接合の電子放出

B. Senitzky: Electron Emission from Silicon $p-n$ Junctions. [Phys. Rev., Vol. 116, No. 4, Nov. 15, 1959, p. 874~879]

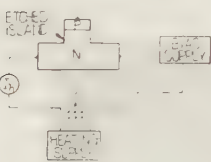
高電界により半導体の電子が仕事関数をこえる運動エネルギーを得ると、表面から電子の放出がみられる。最近この現象については Burton⁽¹⁾や Tauc⁽²⁾が逆バイアス P-N 接合に対し実験しているが、前者は表面の仕事関数を低めるためにセシウム層を被覆して行っている。この論文では Tauc の実験方法をさらにおしすすめたもので、Tauc が大気中 ガイガ計数管を使用したのに対し、 10^{-6} mmHg の真空中で P-N 接合を加熱し、電子増倍管を用いて放出電子の測定を行っている。

実験に使用した P-N 接合はボロン拡散によるもので、P-N 接合面からの再結合放出の効果を調べるため、表面と 5° の角度が一部分を lapping してある。

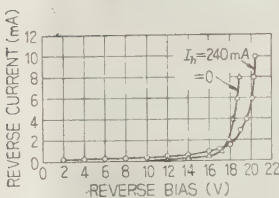
まず P-N 接合の $V-I$ 特性より破壊領域を定義したのち、真空中で間欠的に数百 $^\circ\text{C}$ に数時間加熱した場合と常温の場合との放出電子と逆方向電流の関係を比較し、熱処理で電子放出が減少することを示す。一方、P-N 接合の特性はほとんど変化がみられない。このことから電子の放出は表面の状況および破壊に強い依存性をもつことが指適される。放出電子電流の値は 100 mA の逆バイアス電流に対し 10^{-13} A が測定された。電子放出が熱イオン効果によるもので、かつ破壊領域で P-N 接合を動作したときの消費電力による格子加熱に基づくものかどうかを調べるのに、正逆両方向を同一の消費電力で動作させ電子放出を調べたところ全く異なった結果を得た。これは P-N 接合での電力消費の分布が両者で異なることを意味し、逆方向で

は局在する破壊領域がその近傍より著しく高温になるためと考えられる。放出電子と温度の関係は第 1 図に示す方法で行われ、交流電流 I_h によりダイオードを加熱し I_h の変化に対する破壊電圧の変化から温度を知る。この温度は

もちろん P-N 接合近傍の温度であり、格子温度と考えられる。P-N 接合は破壊領域では接合を流れる電流によりzeroと高温



第 1 図



第 2 図

にある。第 2 図はこのような加熱方法による二つの異なる温度に対する逆バイアス電圧と放出電子の関係を

示す。ここで $I_h=0$ は常温、 $I_h=240$ mA は 150°C の格子温度に相当する。

実験は P-N 接合の電子放出が、電界、格子温度、接合電流に関係することを示すが、これに対する理論的説明を行ない、放出電子電流が P-N 接合電流、仕事関数、電子のエネルギーなどの関数で表わされることを述べている。(北村, 片岡行雄)

文 献

- (1) J. A. Burton: Phys. Rev. **108**, 1342 (1957)
(2) J. Tauc: Nature **181**, 38 (1958)

2-366. プラズマからの Incoherent なマイクロ波の放射

G. Bekefi, Jay L. Hirshfield & Sanborn C. Brown: Incoherent Microwave Radiation from Plasma. [Phys. Rev., Vol. 116, No. 5, Dec. 1, 1959, p. 1051~1056]

この論文においては導波管中の電離度の低い等方的なプラズマからの放射の電力を、プラズママイクロ波に対して、透明、半透明、不透明の各場合について理論的に導き、さらにその結果を 3,000 Mc で実験的に確かめている。

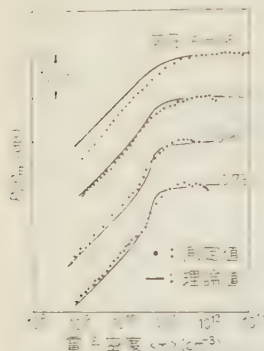
Kirchhoff の法則によると、ある波長の波をよく吸収する物質はその波をよく放射する。そこで吸収を調べればよい。偏光した Test plane wave が導波管中におかれた対象物に送り込まれたとき個々のモードの減衰定数の和を A とすると吸収された電力 p は ω を Radian frequency として $p = \frac{kT}{2\pi} A d\omega$ で与えられる。これを電子がマクスウエル分布をしていると仮定し低電離度、つまり電子-イオンの衝突だけを考えればよい場合について、上記の三つの場合にあてはめ p および電子温度 T を求めている。

一方、内径 2.6 cm, 極間距離 50 cm の熱陰極放電管中で水素およびヘリウムを用い気圧 0.05~25 mmHg, 電流 10^{-3} ~4.0 A, 電子密度 10^8 ~ 10^{13} cm $^{-3}$ の場合について方形導波管中の波の進行方向と垂直におかれた放電管から放射された電力が 3,000 Mc, バンド幅 2 Mc, 5×10^{-17} W まで測定可能な Dicke radiometer を用いて測定されている。第 1 図はヘリウムを用いたときの電子密度を横軸とし、縦軸に不透明な場合に Normalize した電力をとったグラフの一例である。ここで電子密度 $\langle n \rangle$ は R を放電管半径として

$$\langle n \rangle = \frac{n_0}{\pi R^2} \int_0^R J_0^2 \left(2.405 \frac{r}{R} \right) 2\pi r dr$$

で与えられる。図から $\langle n \rangle$ の低いところ(透明)では電力は直線的に増加するが、それより $\langle n \rangle$ の大きい(半透明)領域では急に立ち上がることがわかる。これは $\left(\frac{\omega_p}{\omega} \right)^2 = 1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c} \right)^2$ の近くである。

ただし ω_p はプラズマ振動数、 λ_c は導波管のカットオフ波長である。 $\langle n \rangle$ がさらに大きくなると電力は



第 1 図

でも理論と実験の一致の仕方は本質的にヘリウムと同じである。(中野, 平野克己)

2.367. ZnS 電界発光の効率

Gertrude Neumark: Efficiency of Electroluminescence in ZnS. [Phys. Rev., Vol. 116, No. 6, Dec. 15, 1959, p. 1425~1432]

硫化亜鉛の電界発光の場合には、障壁中で励起電界により加速された電子で電離された電子が、励起電界がなくなったとき、あるいは電界が逆になったときに光を放射するという考えが普通行われている。このとき励起している際には再結合は起らないとし、また障壁中での電子の励起のされ方は Ge や Si においてと同様に取り扱えるとして、硫化亜鉛の電界発光の効率を計算する。

n_0 個の電子が障壁を通して加速され電離を起して n 個になったとすると、放射される光の全エネルギーは最高 $(n-n_0) \times 2.4$ (eV) である。2.4 という値は ZnS Cu の緑色の発光の平均のエネルギーである。一方このような発光を生ずるために電子が電界から貰うエネルギーはけい光体を通る電子の数と電子が通る道筋の電圧 V_0 の積であり、それは少なくとも $n_0 e V_0$ (eV) である。したがって最大の効率は

$$\eta_{\max} = [(n-n_0)/n_0] (2.4/eV_0)$$

緑色の光がおもなものとしてこれを lm/W で表わす。

$$\eta_{\max} = 475 (n-n_0/n_0) (2.4/eV_0)$$

Zalm⁽¹⁾によって提案されている $(n-n_0)/n_0 \leq 0.3$ および $V_0 = 66.6$ を使うとそれは約 5 lm/W となる。しかし実際に報告されている効率には 10 lm/W 以上のものがあり、そのような効率になるためには $(n-n_0)/n_0$ がもっと大きく V_0 が小さくなければならない。この論文では Ge や Si 中の電離に対する結果を借用して $(n-n_0)/n_0$ を導き大きな理論的効率を得ようとしている。

Miller⁽²⁾の増倍の理論を使って

$$(n-n_0)/n_0 = \exp\left(\int_0^d \alpha dx\right) - 1$$

ここに d は障壁の厚さ、 α は電離率で電界 E の関数である。 α は E の他に、(1) 電離のための閾電圧 E_0 (これは禁止帯の幅の 1.5 倍で ZnS に対しては $\sim 6 \text{ eV}$)、(2) 速い電子と光学的音響量子との間の相互作用に対する平均自由行程 λ (Ge や Si と同程度とする)、(3) 縦方向の光学的モードの周波数 ω によって決まる。 E は障壁が Mott-Schottky 形であるとして x の関数として表わせる。以上の諸量を使って η_{\max} を計算し、その電圧に対する極大 η_{\max}' をみちびき、最終的にはこれを \ln/W で表わすと $\eta_{\max}' \approx 79 (V_0/V_0) (\text{lm/W})$ となる。ここに V_0 は障壁にかかる電圧である。Zalm の評価した $V_0 = 9$, $V_0 = 66.6$ を使うと $\approx 11 \text{ lm/W}$ が得られる。もちろんこの計算はある時間一定の電圧をかけたのち電圧を取り除き、そのときに発光する場合を考えたもので、具体的にはパルス電圧をかけたときに相当する。実際には Zalm は正弦波で励起して $\sim 10 \text{ lm/W}$ を観測している。したがって直接に実験と比較することは困難かも知れないが、Zalm の評価した V_0/V_0 は現在の理論によって観測された効率を説明するのに充分であるだろう。(鳩山, 飯島 茂)

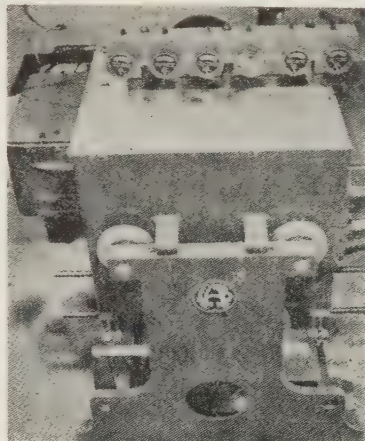
文 献

- (1) P. Zalm: Philips Research Repts. **11**, 417 (1956)
- (2) S. L. Miller: Phys. Rev. **99**, 1234 (1955)

3.368. 計器の振動試験

William D. Huston: Vibration Testing of Instruments. [Instruments and Control Systems, Vol. 33, No. 2, Feb., 1960, p. 234]

著者はアメリカ Rochester Manufacturing Co. の人。豊器具、トランス、コンデンサ、磁気車、船、ジェット機あるいはミサイルなど各方面に使われる計器類は外部から受ける振動という共通の問題をもっており、耐振動性について充分に検討されていなければならないが、本文には現在行われている計器の振動試験



第 1 図

法について簡単に紹介されている。

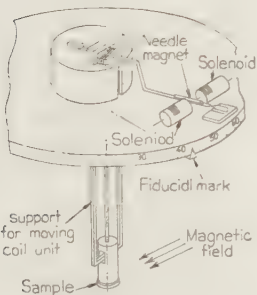
この振動試験法は三つの基本的な試験からなりたっている。第1は第1図に示すように反動式振動機械の上に被試験計器をのせ一定振幅で強制振動を与える。そしてその振動周波数を0~100 c/s にわたって変化させ計器の共振周波数を求める。第2の試験は上述のように求めた周波数を固定し、かつ振幅も一定にしておいて、100, 500 あるいは 1,000 h 連続的に振動させておくもので、共振振動試験といわれるこの状態では振動の効果がもっとも大きく、計器の寿命を試験するのもっとも適している。最後に第3の試験は振動誤差試験である。これは過酷な振動条件の下での計器の寿命を推定することよりも、むしろ計器動作がだんだん変化して行き、誤差がいかにして増してくるかを知ろうというものである。(池田, 楠井昭二)

3-369. 安定したトルク磁力計

W. F. Archenhold, A. C. Brown & J. E. Thompson: Stabilized Torque Magnetometer. [J. sci. Instrum., Vol. 36, No. 12, Dec., 1959, p. 505~506]

界磁中に置かれた試料のトルクを平衡するには通常ねじれ線やばねのトルクを使用する。⁽¹⁾ しかし Webster あるいは Harrison⁽²⁾ により安定な平衡を示すには、その位置、トルクなどに制限があることが明らかにされている。Penoyer⁽³⁾ は、試料トルクの平衡に検流計形支持における通流コルクを利用して、自動トルク記録をさせている。

新しい計器は上記をさらに改良したもので、第1図



第1図

に原理を示す。試料は台の終端に取り付け、宝石軸受で支持され、上部は可動コイル計器のコイルにとりついている。台は自由に回しうる。可動コイルには長いつり合い腕(~10 cm)が取り付けられ、腕の端は下に鏡のある指針を形成する。腕端上に薄い永久磁石針が取り付けられ、二つの小ソレノイドコイル(直列で反発)の間を動かうようになっている。これが安定化コイルである。試料に与える磁界(4,000 Oe まで)は電磁石で供給する。試料に働くトルクは可動コイル指針が鏡の線に合うまで可動コイル電流を調整する。もちろんこの電流は正確に測定しうるから試料位置全範囲にわたって安定かつ正確に平衡が得られることになる。この計器はけい

素銅板の回転ヒステリシス損の研究その他に活用している。(池田)

文 献

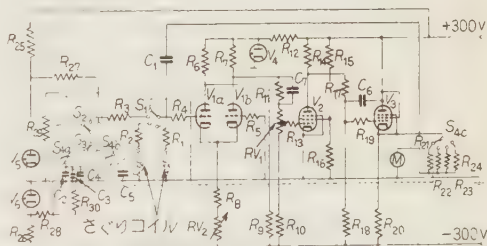
- (1) S. P. Yu & A. H. Morrish: Rev. sci. Instrum. **27**, 9 (1956)
- (2) F. W. Harrison: J. sci. Instrum. **33**, 5 (1956)
- (3) R. F. Penoyer: A.I.E.E. Conference on Magnetism and Magnetic Circuit p. 365

3-370. 電子管式磁束計

R. R. Birss & J. P. Fry: An Electronic Fluxmeter. [J. sci. Instrum. V, ol. 37, No. 1, Jan., 1960, p. 31~32]

在来の可動コイル形磁束計は、機械的振動の影響を受けやすく、制動の点から低抵抗のさぐりコイルを要し、多レンジで用いるには問題があった。これらの難点を解消すべく電子管式磁束計が開発された。

第1図に電子管式磁束計の回路図を示す。さぐりコイルに流れる電流を Miller 回路で積分して磁束変化量を測定し、4 レンジでかつ計器自体で校正できるようになっている。

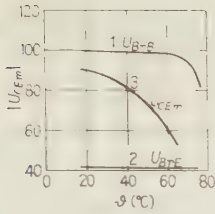


第1図

直流増幅器は差動増幅器、電圧増幅器およびカソードフォロア出力段からなっている。差動増幅器は二つの入力格子電圧の差に比例する出力をうるため、 μ の高い電子管 V_1 と高抵抗の R_8 を用いている。陰極の電子放出の変動によるドリフト、格子電流による積分誤差を避けるために R_8 と、これに直列な RV_2 が用いられている。電圧増幅器ではA級増幅で動作する五極管 V_2 が用いられる。動作点は150Vで $\pm 100V$ の間陽極電圧は直線的にSwingする。カソードフォロア出力段は零位を中心とする計器 M を働かせる。増幅器が平衡したところで M は零位を示すが、これは RV_1 でなされる。

自己校正はあらかじめ充電された $C_2 \sim C_5$ の R_3 を通じての放電によってなされる。 $C_2 \sim C_5$ は2個のネオン安定管と分圧器とで規準電圧が加えられるようになっている。レンジの切り換えは S_4 でなされ、 S_3 は全目盛の校正または段階的な校正の選択に、 S_2 は規準電圧の正負の選択、 S_1 は自己校正、測定端子の選択および平衡検出用に用いられる。レンジは $\times 0.1$, $\times 0.01$, 5×10^6 Maxwell-turn および $\times 10$ で、0.1のレンジで精度は0.5%といわれる。巻回数の多い

$$I_c = \alpha_N I_E + I_{B0} \dots \dots \dots (2)$$



第 3 図

また測定値の一例を第 3 図に示すが、理論値とかなりよく一致している。
(柳井, 佐々木 元)

4-373. TH システム用高性能四極管

T. E. Talpey & N. C. Wittwer: A High-Performance Tetrode for TH Radio Relay. [Bell. Lab. Record, Vol. 38, No. 2, Feb., 1960, p. 64~67]

Denver と Salt Lake の間に 1960 に開通する予定で計画した TH システムには、ベル研究所で新たに開発した 448 A が使用されている。この 448 A はかつて TD システムのとき開発された 404 A に用いたいわゆる Frame grid の構造の第 1 格子を使用している。第 1 格子、陰極、陽極、マイカ、ヒータなどは 436 A に使用したものと同一である。しかし特に広帯

域増幅用として設

計上各種の考慮がなされている。

陰極のリードインダクタンスにつ

いて調査を行い、3 本のリードを相

互インダクタンスによって実効イン

ダクタンスが高くならないように配

置し、高周波特性を改良している。

またシステムは普通の MT より一周

り大きくしているが、これはピンサ

ークルをこの程度にすることによ

って、もっともリードインダクタンスを減らすことができるとい

実験結果に基づいている。

436 A は五極管であったが、448 A は四極管であるが P-G₂ 間に生ずる空間電子により二次電子効果の

もっとも少なくなる位置に陽極を位置したので、いわ

第 1 表

W. E. Tubes	Characteristic valves			
	g_m (μS)	I_b (mA)	F_{max} (Mc)	$F_{operating}$ (Mc)
403 B	5,000	7.5	165	70
404 A	13,500	14.0	334	160
435 A	15,500	11.5	336	168
436 A	30,000	20.0	398	236
448 A	31,500	24.9	640	700

ゆる四極管特性は出ていない。また同時に出力容量を減らすこともできた。

第 2 格子の電圧をなるべく低くなるように工作的可能な範囲で G₁-G₂ の間隔をつめ 0.3 mm ぐらいにした。そのため電極損が少なくなり、寿命によい結果をもたらした。25,000 h 連続で安定に動作している。

入力容量は G₁ を通過する電子流の関数となるから AGC 回路の真空管といえどもあまり陰極電流を変化させないほうがよい。448 は g_m が高いので陰極回路に小さな抵抗をそう入して AGC 特性を出し、かつ高利得な増幅器とすることができる。cp-q₁ を減らすためにとくに第 1 格子のリードのとり方およびマウントの底面のシールドに考慮がはらわれている。

448 A の特性は第 1 図のとおりである。また Figure of merit の比較を第 1 表に掲げておく。F_{max} は真空管のみのとき、F_{operating} は入力に 5 pF、出力に 4 pF の漂遊容量をみこんだ場合である。

(池沢, 石原平典)

4-374. 半導体の信頼度

M. C. Waltz: Semiconductor Reliability Studies. [Bell Lab. Record, Vol. 38, No. 3, March, 1960, p. 88~91]

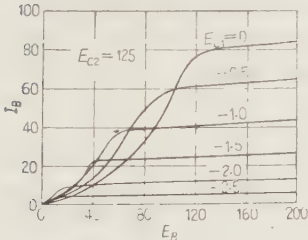
半導体は信頼できるからこそ今日エレクトロニクスの分野で花形となっているのだが、この名声をおとさないためには、信頼度に対する広範囲な研究が必要である。ところが装置の信頼度が増し、またその要求が高くなるほどその推定がむずかしくなってくる。

5 本の真空管のラジオの信頼度を決めるには、50 本の球で 1,000 h 試験して劣化が無ければそれでよい。しかし、300,000 本のトランジスタを使う計算機では、110,000 本を 1,000 h 試験するか、または 12,000 本を、1 年間試験しなければならない。

寿命推定には、現場での管理と、研究室でやるものと二つの方法がある。現場では実際と似た使用条件でたくさんの数について調べられる利点があり、研究室では条件を精密に変えて実験できることと、くわしい解析が可能である長所がある。現場の実験結果は生産にすぐ生かされ、研究室の結果は推計学によって大切な結論を生む。

研究室で行う簡単な方法の例は、新しく開発した技術を使ったものとそうでないものとを同数作って比較

CHARACTERISTIC	VALUE
Heater voltage	6.3 V
Heater current	450 mA
Plate voltage	135 V
Screen-grid voltage	135 V
Control-grid voltage	+9.5 V
Cathode bias resistor	323 Ω
Plate current	24.9 mA
Screen-grid current	8.8 mA
Transconductance	31,500 μS
Input capacitance: "Cold"	15.4 pF
Operating	23.0 pF
Output capacitance	2.0 pF
Plate-grid capacitance	0.03 pF



第 1 図

て、もっともリードインダクタンスを減らすことができるとい

実験結果に基づいている。

436 A は五極管であったが、448 A は四極管であるが P-G₂ 間に生ずる空間電子により二次電子効果の

もっとも少なくなる位置に陽極を位置したので、いわ

検討する。これで Thermocompression bonding が実用化された。次に、たくさんのグループに分けて実験計画法によるやり方がある。室温放置の他に、50, 90, 110°C という三つの温度と、0.7, 7, 70 mA という三つの電流による九つの条件によって、Cu₂O 整流器の試験をしたのがその実例である。場合によると、使用する回路の条件によって劣化の様子が変わるので、この条件を変えて行った例もある。

このほかに最近よく使われるのが“加速劣化”試験である。このため B.T.L. では加速試験用の架台が作られている。トランジスタなどの被測定物は、全部特性の試料板にさしこまれ、劣化室に入れられる。これはもちろん条件が自動調節されるようになっている。次に測定の場合は、この試料板ごと測定装置にさしこむと、再び自動的にデータが記録される。このデータは事務用計算機のカードにパンチされるわけである。このおかげで非常に大規模な測定が行えることになっている。

研究所でのこのような仕事は、新しい品種を量産に移す前に大切であり、貴重であるという点が強調されている。

(鳩山、菊池 誠)

4・375. 固体電子工学最近の進歩

M. M. Perugini & Nilo Lindgren: Recent Progress in Solid State Technology. [Electronics, Vol. 33. No. 10, March 4, 1960, p. 39 ~43]

フィラデルフィアでの Solid-state circuits conference で議論されたいろいろの問題の中から、今日の固体エレクトロニクス重要な課題と考えられるものを選んで述べてある。中心となったのはトンネルダイオード、磁性薄膜、低温装置、Microminaturization であった。トンネルダイオードは、小さくってコストが安く、放射線に強く、そのうえ付随する回路が簡単であるという点が長所としてこのところ注目されているが、いろいろと問題となるところもわかってきた。

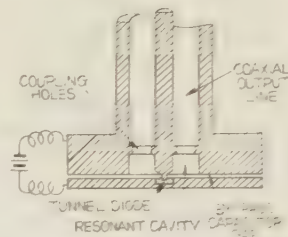
第一が生産の工程での Reliability と Reproducibility とであり、第二が高周波で残る電気容量、第三が、回路の中で、トンネルダイオードを、他の能動素子と孤立させる問題である。最後に、トンネルダイオードのスピードに、回路のスピードが追いつかないということが指摘された。

磁性薄膜は相当に実験が進み、1 Mc での Shift-register ができたが、この問題は製品の均一性である。Microminaturization では、Power source と、インダクタンス成分をどうするかの問題がとりあげられた。

トンネルダイオードの応用は、ここしばらくの間に非常に広範囲にわたって進められてきたが、その分野は二つに分けられる。一つは Small signal で、発振、

増幅への応用、他の一つは Large signal のスイッチへの応用である。このような応用面でのトンネルダイオードの利点は、負性抵抗の特性が非常に高い周波数まで不変に保たれ比較的簡単な等価回路が 700 Mc まで使えるということである。

論理回路や発振、増幅回路がいくつか示され、第1図は、その一例で最大 4,000 Mc の発振、増幅回路である。



第1図 トンネルダイオードの発振、増幅回路

クライオトロンのによる 13 段の Shift register が作られ、また、0.15 cc の大きさにはいる小形計算回路は、2,000 個のトランジスタに相当するといったところまで技術がきていると述べている。最後に、フィリップスで試みられた光整流器が紹介されているが、これは、エレクトレットと光伝導との組み合わせで、10⁴ ぐらいの整流比を示すそうである。

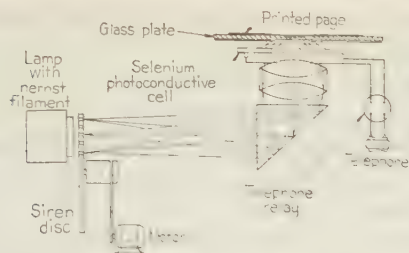
(鳩山、菊池 誠)

4・376. 光電セルの応用

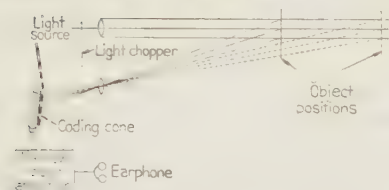
F. A. Benson: Applications of Photoelectric cells. [J. Instrn. Elect. Engrs, Vol. 5, No. 59, Nov., 1959, p. 630~636]

光電面や光導電材料を使用した各種の光電セルは現在非常に多くの種類があるので、どのような強さの光にでも、また紫外から赤外までのどんな波長域の光にでも適したものを選びだすことができる。したがって応用の範囲も広く、測光、分光測光、放射線の検知、高速現象の記録、比色分析などの測定分野から、さらには適当な増幅器と組み合わせて各種産業機械の自動制御、警報装置にまで利用されて製品の均一化、検査能率の向上に役立っている。また赤外に感度を持つ光電セルによって赤外通信、赤外分光分析、測温の分野への応用が開拓されつつある。まだまだ実用化の域には達しないが、電気ルミネッセンスを応用して光増幅器、閉鎖素子の研究も行われている。

光電セルを利用した盲人用の各種の装置も考案されている。たとえば第1図は盲人用の読書器で、光源からでた光は回転円盤にかけられた穴を通して5種類の音に変調され、光学系を通してガラス板上にのせられた印刷物の中の一文字に、これを5分割するように結像する。ここから反射した光はガラス板の下にあるセレン光電池にあたり、各文字によって異なった調子の音を発する。どのような文字がどのような音になるか覚えておけば、このようにして、ガラス板上の印刷物を行にそってゆっくり動かして盲人は本を聞くことが



第 1 図 測距装置



第 2 図 盲導装置

できる。

また第2図は盲人用案内装置で、図のように投光器と各種の音階の信号に光をチョップする回転円板、フォトセル、増幅機よりなっている。いま物体が遠くに存在すれば、それからの反射光は光学系を通して回転円板の狭い縫を通して、耳を通して、物体との距離が縮まると、反射光は円板周辺部の穴を通して、異なった音に変えられ、盲人は物体に近づいたことがわかる。

(中村, 山本菊男)

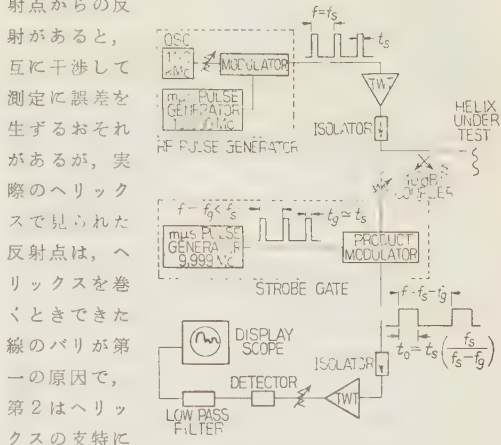
4-377. ミリマイクロ秒のパルスレーダを使用する進行波管内部の反射の測定

D. O. Melroy & H. T. Closson: Measurement of Internal Reflections in Traveling-Wave Tubes Using a Millimicrosecond Pulse Radar. [Proc. Inst. Radio Engrs, Vol. 48, No. 2, Feb., 1960, p. 165~168]

進行波管が良好な動作をするためには、球での反射ができるだけ少ないことが必要である。したがって進行波管内部の反射点の位置を測定し、その原因を除去するようにしなければならない。第1図にこの測定装置と動作の大略が示されている。測定の原理は、パルス発生器からのパルスは増幅されて被測定ヘリックスに加えられる。ヘリックスから反射されたパルスは、方向性結合器により入力パルスと区別され、反射パルスのみ再度増幅されたのち検波され、ブラウン管上に描かされる。

このパルス間の間隔が反射点間の距離を示すこととなる。実際に反射パルスを描かせる手段としてストロボスコープゲード方式を使用するが、これは信号パルスと、ストロボパルスのくり返し周波数を適当に選ぶことにより、きわめて短い間隔で起きるパルス間の距

離を引きのばして、普通のブラウン管で描かせることができるように工夫されたもので、ストロボゲートは本質的には高速度スイッチの役目をするものである。この装置は、後に変減衰器と他端が短絡された既知の長さの導波管を接続して、校正および調整ができる。この装置を用いて 10.7~11.7 Gc 帯の M 1917 進行波管のヘリックスを試験した。近接した二つの反射点からの反



第 1 図

射があると、互に干渉して測定に誤差を生ずるおそれがあるが、実際のヘリックスで見られた反射点は、ヘリックスを巻くときできた線のバリが第一の原因で、第2はヘリックスの支持に使用したセラミック棒に含まれている。鉄、ステンレス、ニッケルなどの小さな金属物質であった。バリは酸化、還元を行ったり、または顕微鏡で目視して取り去ることができた。セラミックの棒は使用前に選別したが、これでもまだ取り切れず、反射の原因となっている。このほかにヘリックスを巻くときの周期的な異状または徐々にピッチが変化していることも内部反射の原因をなしている。球を動作させれば、反射波は増幅されるので、この測定法の感度をあげられる。この方式他の利用面として、安定用減衰器の損失の分布の測定や、安定器の先端の反射の測定にも利用できることが述べである。

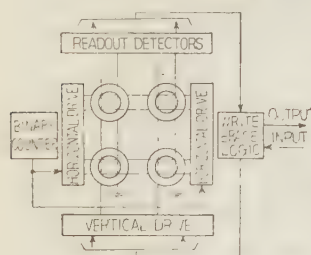
(池沢, 根本忠雄)

5-378. 小さい高速度のトランジスタとフェライト磁心による記憶装置

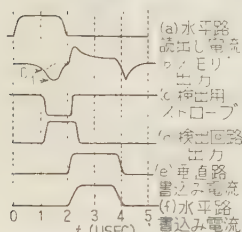
W. L. Shafer, Jr., W. N. Toy & H. F. Priebe, Jr.: A Small High-Speed Transistor and Ferrite-Core Memory System. [Commun. and Electronics, No. 46, Jan., 1960, p. 763~769]

本論文は、時分割方式電子交換機用の 400 bit の記憶装置の設計ならびに動作について述べている。使用上 20 bit の並列読み出しを要し、小形交換機用であるため次の条件のもとに、できるだけ短い読書き時間を得ることを目標とした。すなわち温度 30~140°F で温度制御なしに動作し、経済性のためアクセス回路が簡単で、寸法ならびに信頼度から固体部品 (トランジ

スタ、ダイオード、フェライト記憶素子)のみを使用する。全体の構成図を第1図に、動作時間を第2図に示す。すなわち水平路の20bitを同時に読出し、読書きサイクルは5 μ sである。磁心は General ceramics の S4-F 394(スイッチ時間 2 μ s)を用いた。



第1図 構成図



第2図 タイミング

が、終局にはすべてシリコンとなることが期待される。アドレス用の2進計数回路はよい出力波形を得るため、特別の設計によっている。40の水平路の読み出し、書き込み用に、アドレス用の計数回路を含めて、37個のトランジスタが使われている。動作試験によって、パルスの位置、幅、振幅の限界値が供給電圧変動高低温動作とともに調べられている。サイクル時間は4マイクロ秒で余裕があり、室温で3マイクロ秒までは可能であろう。寿命試験では、すでに3,600h無障害で高い信頼度を示している。(豊田)

5・379. 大出力トランジスタを用いた

計算機のスイッチ回路

James S. Ronne: Computer Switching with High-Power Transistors. [Electronics, Vol. 33, No. 10, March 4, 1960, p. 44~47]

必要なスイッチング速度、利得および電流量を得るための適正なパワートランジスタおよびスイッチング回路の選び方について述べている。

高速度計算機のスイッチングにおいてパワートランジスタを選ぶとき、(1)スイッチング速度、(2)パルス利得、(3)電流量の三つの条件を考慮する必要がある。これらの条件は回路および動作状態に関係するが、通常の規格表からトランジスタの適切な能力を決定することは困難ではない。

(1) スwitching速度 エミッタ接地に対する

立上がり時間 t_r 、立下がり時間 t_f はそれぞれ次式で与えられる。

$$t_r \approx t_k \ln[1/(1 - 0.9 A/h_{FE})]$$

$$t_f \approx t_k \ln[1/(0.1 + 0.9 h_{FE}/h_{FE} + A_R)]$$

ここで $t_k = 1/\omega\alpha_e + R_L C_{oe}$, A : 回路の順方向利得, h_{FE} : 直流電流利得 (エミッタ接地), A_R : 回路の逆方向利得

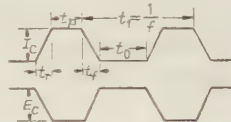
蓄積時間 t_s は小信号パラメータから計算できない。 t_s を減らすために、逆ベース電流を流す必要があり、いくつかの方法が述べられている。オーバドライブにより t_r は減少するが t_r は増加し、過度になると利得が減る。

(2) 電流量 全平均コレクタ損 P_c は、電流飽和中の平均電力 P_1 、スイッチング中の平均電力 P_2 、電圧飽和中の平均電力 P_3 との和に等しい。ここで $P_1 = I_c r_{ce} f$, $P_2 = I_c E_c / 4 t_f$, $P_3 = E_c q_{FEL} C_{HR} t_{of}$ となる。 P_T を最大許容電力として t_p を求めると、

$$t_p = (P_T - 0.25 I_c E_c f t) / (I_c)^2 r_{ce} f; P_3 \ll P_c$$

(3) トランジスタの定

格電力 上記 P_T を最大許容コレクタジャンクション温度、コレクタジャンクションから自由空間および実装面までの各熱抵抗、および放熱板の熱抵抗から求める方法が例示されている。

第1図
 E_c, I_c の波形

回路設計例としてくり返し周波数 0.25 Mc で 8 μ H の負荷に 750 mA, $t_p = 1 \mu$ s, $t + t_p = 2 \mu$ s 以下のパルスが必要とする、出力段に GA 53242 を用いた固体メモリ駆動増幅器について述べている。

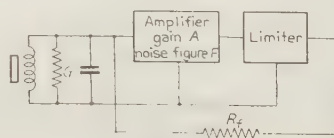
(豊田, 津田 達)

5・380. 核磁気共鳴呼吸の回路

F. N. H. Robinson: Nuclear Resonance Absorption Circuit. [J. sci. Instrum., Vol. 36, No. 12, Dec., 1959, p. 481~487]

第I部において、いままでの核磁気共鳴吸収装置の感度を支配している原因について考察し、新しい装置の原理を示し、第II部において、具体的な回路の設計および結果について詳しく説明している。

普通の定電流の発振器から出力を入れ、共振器のインピーダンス変化として吸収を測定する方式では、感度の点ではよいが、マイクロホニックな雑音が大きく影響することを指摘する。次に、Pound, Knight ら



第1図

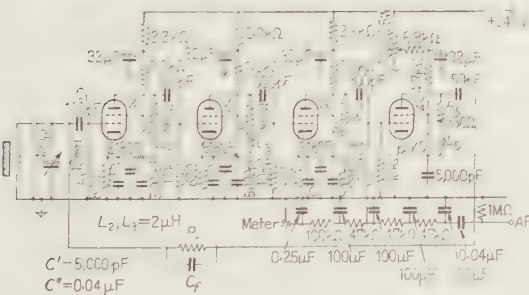
が用いている Marginal oscillator を用いる方式ではマイクロホニックの点は改良されるが、感度の点で損をしていること、発振レベルを小さく (20 mV 以下) できないこと、 L/C 比の低い回路に用いられないことなどを指摘し、これらの欠点を取り除いた回路を示す。

原理は第1図に示すような Limited self-oscillator を用いる方式である。これによると、リミッタの不完全性に対して問題にならないで、100 μ V ぐらいでも安定な発振が可能である。独立な発振器を用いた方式と同じ感度であるが、マイクロホニックの雑音ははらず、雑音指数も非常に小さい。



第 2 図

第 II 部で初めにリミッタの特性について説明があり、実際の回路と、その設計上の注意が書かれている。第2図は粗調整のみで、20~60 Mc の周波数範囲にわたり、10~200 mV の発振レベルで使用できる回路であり、第3図は、200 kc~20 Mc の範囲で1~250 mV の発振レベルを、特別調整なしに用いる回路である。



第 3 図

実験結果については高い周波数の回路についてはないが、 $L_2 F$ の中の L_2 の共鳴吸収を 5 Mc で、4.2°K にて測定している。緩和時間は 30 s であるので、発振レベルを 2 mV にして行い、オシロスコープの上に SN 比が約 5 ぐらいで観測できた。

独立な発振器を用いた場合とくらべ、同じ感度であるが、マイクロホニックの影響のない点で非常に測定しやすく、有利であった。(鳩山, 杉浦義一)

6-381. 合成樹脂製ブッシングの 長期課電試験結果

M.A. Guillaume: Essais d'endurance diélectriques sur des enveloppes en résine synthétique. Résultats obtenus. Perspectives d'avenir. (Bull. Soc. Franc. Elect., 7^e Série, Tome IX, N° 105, Sept., 1959, p. 561~563)

エポキシ樹脂がいし自体は外気に曝して使用することには問題はないが、湿潤、じんあい、あるいはこれらを組み合わせた汚損外気の中での使用は検討する必要がある。すなわち酸を含んだ蒸気に満たされた地域たとえば製鉄所、化学工場、セメント工場あるいはセントラルヒーティングの近傍において使用する場合である。

筆者は ACEC (Les Ateliers de Constructions Électrique de Charleroi) と協同でエポキシ樹脂製がいしを用いた 72.5 kV, 1,600 MVA シャ断器を製作することに決めていたので、屋外長期試験により本材料製の試料について長期課電特性に関し確認を行わなければならない。長期試験のため機器部間のある La Plaine-Saint-Denis の工場の屋上に 72.5 kV 断路器のブッシングの長期課電設備を設けた。Plaine-Saint-Denis の大気は近傍に存在するめっき鉄鋼製造工場より発生する酸性蒸気により充満されていた。ブッシングは 1956 年 2 月 14 日以後休みの間を除いて 48 kV (相間 80 kV 相当) 連続課電された。課電は 60,000 V/100 V の PT で行い、毎日次の項目について測定記録した。

温度、天候状態(晴天……雲など)、気圧、夜間の温度その他いろいろな観察

本ブッシングは過度の凝縮を避けるため、鉄板のふたと呼吸装置を設備したが油を充満することなく課電試験を行った。測定は 1956 年 2 月 14 日より 1958 年 11 月 27 日までの 33 個月間記録されたが、それ以後はこの間に得られた経験で充分だと考えられたので、課電のまま測定は行わなかった。

観測結果では最初の 4 個月間はなんら異常は認められなかったが、4 個月後の 6 月 7 日強雨の下において試料にコロナの発生が認められ、この状況は雨の多かった 6 月 7 日より 6 月 12 日の 5 日間続いた。6 月 13 日天候の回復とともにコロナの発生も止り、旧状に復した。がいし表面は Treeing の跡が残っているが、乾燥フラッシュオーバー電圧は変わらずこの部分をブラシで清掃せる後は湿潤あるいは雨の状況においても最初と変わらない特性を示し、さらに 1 個月後の 7 月 16 日に強雨があり、前述のコロナ放電の現象が再現されたが、コロナ放電の経路は前に発生した点と異っており、これは注目すべき点である。再びブラシで簡単な清掃を行ったところ、前回同様最初と同じ特性を示

し、天候の回復とともに旧状に復し、乾燥時のフラッシュオーバー電圧などに関しななら特性の低下は認められなかった。この現象は従来の絶縁物の観念とは異なるものである。一方、結論として形状が特性に重要な役割を有すると考えられた。この点磁器製がいしは形状の上で一定の制約を受けるが、エポキシ樹脂製の場合は所要の形状をとり得る可能性を有しており、従来われわれが見なれている磁器製がいしとはおよそかけはなれた形状のがいし管の製作により、非常に興味ある結果が生ずるものと確信される。このことと一致せる結論を報告せる文献も見受けられる。

このほか 1956 年 1 月 9 日以来別のところにおいて同様な長期試験を行っており、これらの結果も併わせて考えることにより、さらに明確な方法による長期課電試験研究が可能となった。(川井、中野英三郎)

6-382. 最近のアメリカの磁気増幅器の研究 (2)

[I] B. Mokrytzki & R. A. Stuart: A Magnetic-Amplifier-Silicon-Transistor Power Supply for Missile Application.

[II] W. McMurray: Elimination of Coupling Problems in Multistage Magnetic Amplifiers.

G. R. Briggs & K. C. Hu: Miniature High-Frequency Magnetic Amplifiers for Magnetic Memory Sensing.

H. H. Woodson: Mathematical Model for Magnetic Amplifier Reactor Core.

H. F. Storm & C. W. Flairty: Theory of 3-Phase Bridge Magnetic Amplifier —1. Steady State.

[III] C. E. Hardies & R. L. Van Allen: Self-Regulation in Magnetic-Transistor Amplifiers.

I. Danylchuk & D. Katz: Magnetic Amplifier Binary-to-Analog Conversion.

[Commun. and Electronics, No. 46, Jan., 1960, [I] p. 835~843, [II] 858~895, [III] 905~912]

理論面では Woodson は、磁気増幅器用鉄心の特性の現象論的解析より一歩前進して、強磁性体理論との結びつきを行っている。いくつかの磁区に対する仮定と磁壁の移動は線形のダンピング力を受けるとして、磁区の Starting field の分布関数により、強磁場、弱磁場を加えたときの鉄心特性の算出を行っている。

Storm らは、従前同氏の行った単相磁気増幅器の理論を多相回路に発展させて、三相ブリッジ形磁気増幅器の定常特性を明確に説明した。特性曲線上の出力最小の点、最小より 1/2 出力、1/2 出力より全出力の

3 区分について鉄心の状態を 4 個のモード（飽和、セツト、リセツト、遊び）に分けて、詳細に電圧電流波形を算出し、入出力特性を求めている。

実際面ではトランジスタと組み合わせた方式について Mokrytzki らは、3 サイクル用電源として多種類の安定電源をトランジスタインバータと磁気増幅器の組み合わせで製作している。周囲温度 $-40 \sim 100^\circ\text{C}$ に耐えるもので、実効値制御の際に出力波形が方形であることを利用する方法を用いている。

Hardees らは、鉄心のリセツト量が電源電圧に無関係に入力信号により定まることを利用し、電源期間トランジスタを閉じる増幅器を試作して電源電圧の影響の除去に成功している。

Mc-Murray は、多段増幅器の後段より前段へ帰還される交流電圧の影響を無くすため、前段の出力側ダイオードとバイアスによるゲイトを設けている。

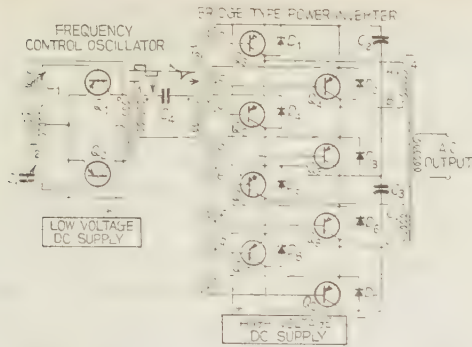
計算機に対する応用として Brigg らは、高周波磁気増幅器（外径約 2 mm）の特性を算出し、 10^{-10}W 、 $1\mu\text{V}$ 以下の入力を $10\mu\text{s}$ 以下の時間で増幅できることから、磁心メモリの読出し増幅器の提案している。

Danylchuk らは、2 進法のディジタル信号をアナログ電圧に変換するため、並列の入力信号をトランジスタとゼナーダイオードで 0 または 1 mA の電圧に変換し、けた数に対応する巻数をもつ可飽和リアクトルに加え 0.1% の精度の DA 変換器を試している。(池田、辻 三郎)

6-383. トランジスタを用いた電力用超音波発振機

Yin-Min Wei: Ultrasonic Frequency Power Generator Using Transistors. [Commun. and Electronics, No. 46, Jan., 1960, p. 1062~1065]

超音波エネルギーの工業的利用の拡大に伴ない、その電源装置に対する要求も急速に増大している。いままでは超音波電源装置には真空管が用いられてきたが、高電流スイッチとして働かせうるトランジスタを用いると、変換効率を非常に高めると同時に非常に小形化しうる。本文にはトランジスタを用いた超音波発生装置の回路が種々検討されている。第 1 図にその回路の一例を示した。左側の部分は 2 個のトランジスタよりなる発振回路を示し、ここで発生された方形波は on, off 特性を高めるためコンデンサ C_4 で減衰波に変形され、 T_2 の変圧器を通し 2 組のブリッジを構成するトランジスタのベース回路に加えられ、その制御に用いられる。2 組のブリッジは高圧に耐えるため、コンデンサ C_2 , C_3 で電源電圧を分割しており、それを構成するトランジスタ θ_3 , θ_5 , θ_7 , θ_9 または θ_4 , θ_6 , θ_8 , θ_{10} のいずれかが T_3 の入力電圧の極性に



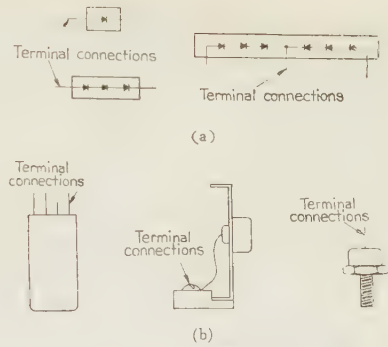
第 1 図

より on になり、また他が off となって電力を増幅し、 T_4 より取り出される。この場合周波数が低ければスイッチ時の損失は比較的少ないが、周波数が高くなるとそれに比例して増大し、損失のかかなりの部分を占めることになる。これを防止するにはベース回路に RC 回路をそう入すればよい。また上述のように対称電圧で駆動する場合は、トランジスタにストレージがあるため、on になる時間のほうが off になる時間より短いので、1 サイクルに 2 回ずつ電源回路の短絡が起る。このためかなりの電力がトランジスタで消費される。これを防ぐには on を off より短くした非対称駆動をすればよいが、そのための回路も示されている。現在 50 W~1 kW のトランジスタ発振器がつくられているが、素子を直並列にすれば、より大出力のものもできる。Ge トランジスタ発振機の周波数変化は温度、電圧、負荷の変動により起るが 1°F の変化に対し 1 %、10 % の電源電圧の変化に対し 1 %、無負荷と全負荷で 0.02 % であることが知られた。また 1 kW 装置の寸法は幅 20 in、高さ 9 in、深さ 15 in であり、重さは 50 lb 以下とともに真空管発振器の 1/3 であり、またその DC-AC 変換効率は 85 % と、真空管発振器の 50 % にくらべ著しく高い。現在のところ値段は真空管を用いるものにくらべかなり高い。しかし将来大電力トランジスタの実用化された場合を考えれば値段も改善しうることが期待される。(北村)

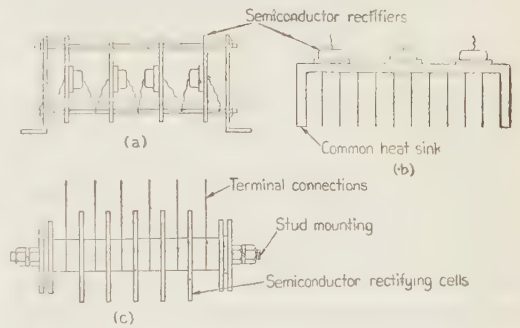
6-384. 半導体整流器と整流装置に関する推奨すべき定義

A.I.E.E. Semiconductor Metallic Rectifiers Committee: Proposed Definitions for Semiconductor Rectifier Components and Equipments. [A.I.E.E. Conference Paper No. 59-1200]

本文は A.I.E.E. にて半導体整流器およびこれが装置に関して I.R.E. Subcommittee; J.E.T.E.C. Committee, さらに N.E.M.A. とも関連、協調をとって推奨すべき定義をきめたものである。定義の制定に際して



第 1 図



第 2 図

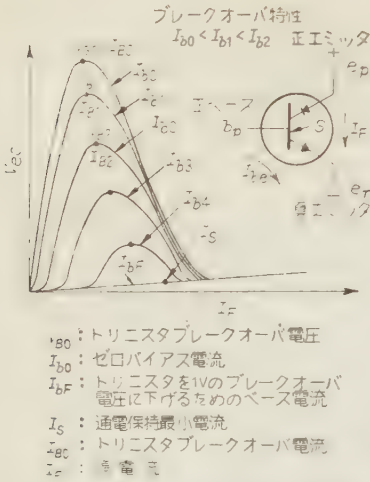
は現有の標準の用語、術語の間で数々の矛盾があることがわかり、変更の必要性から妥協が最終的に行われた。これらはすべて特定の用途、または半導体に関するものでなく普遍性をもっている。定義の審議決定に際してもっとも困難な問題の一つは、素子から完成品の途中にできる部品に関する定義であって、混乱を少なくするためセルという言葉は電極付 Semiconductor rectifying junction の実体を示すものとした。これは亜酸化銅、セレン整流器については長年使用していたことであるが、ゲルマニウム、シリコン整流素子にも同様使用できる。おもな問題は構成部分の形体であるが、セレンなどには使用できないがケースに密封されたセルを Semiconductor rectifier と呼ぶことにした。この言葉は過去ではセルをはじめ装置のすべてを示すものであった。よってこの用語を一般にうけ入れられるか否かは教育の問題である。しかしこの問題の最通の解答を与えるものと信ずる。以下スケッチまたは第 1 図によって用語の的確な内容を示している。その一例は第 1 図 (a) (b)、第 2 図である。

(山田、加藤久彦)

6-385. トリニスタスイッチ

E.A. Petrocelli: Trinistor A-C Switch.
[A.I.E.E. Conference Paper No. 59-1292]

シリコントリニスタ(制御電極付シリコン整流素子)



第 1 図 トリニスタ V-I 特性



第 2 図 交流スイッチ構成図

は新しい半導体スイッチとして Westinghouse 社で開発され、100 VA 以上の小電動機、大形コレクタに使われるようになった。これは 3 端子固体サイラトロンであり、これが V-I 特性は第 1 図に示すとおりである。この U_{B0} の値は 500~600 V で平均電流 50 A/1 個のものまで製作されている実情である。電気的特性はサイラトロンと同じであるが、動作理論は第 2 図に示すように二つの基本要素に分けられる。すなわち (1) トリガ回路、(2) 出力回路とである。本文中にはこのトリガ回路および出力回路の詳細と機能とが説明してあるとともに、2 個からなるトリニスタスイッチ回路の設計上考慮されなくてはならない事項として、二つのトリニスタ中一つがトリニスタの I_{bF} の値と等しいか、または大きい電流を流通させなくてはならないこと。また残りのもう一つのトリニスタが、前記のトリニスタのベース電流より大きい電流を通電しようという条件がついている。その他これが内容について数式的に取り扱い解説が加えられている。結びとして、この交流スイッチは、磁気増幅器スイッチより小形であり、1 mW 以下の入力で 10 VA~2 kVA の範囲のものを取り扱うことができると述べている。またこのスイッチの速応性は線路周波数の 1/2 サイクル以内である。

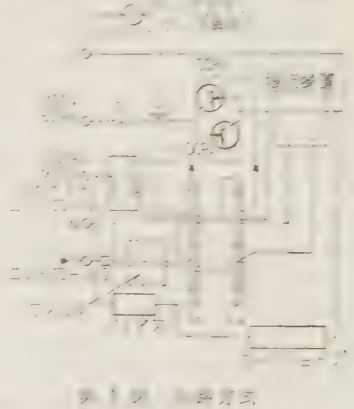
(山田、加藤彦彦)

× ×
× ×

6-386. タングステンランプ負荷に 制御電極付シリコン整流器を 適用したときの問題点

C. S. Daugherty: Problems Encountered in Applying the Silicon Controlled Rectifier to Control Tungsten Lamp Loads. (A.I.E.E. Conference Paper No. 60-70)

本文は劇場またはスタジオなどの照明用のタングステンランプの制光装置として磁気増幅器と組み合わせたものの説明である。制御電極付シリコン整流素子 (SCR_{1,2}) はサイラトロンと同一作用を行い、出力電圧が制御できる。第 1 図はこの素子を使ったタングステンランプ制光回路である。各 SCR₁, SCR₂ は交互に動作し、その点弧位相は磁気増幅器 L_2 , L_4 によって制御する。この方式で問題となった事項は最小出力電圧の制御と過電流保護と 1/2 サイクル以上続くサージ対策が必要である。また点弧電圧によるラジオ障害が発生したが、入力回路にコンデン



サをそう入して解決した。SCR を使った制光装置では次の注意をすれば実用可能である。すなわち (i) 低温ランプ時のサージ電流を制限する限流装置を設けること。また時限インターロックを設けること、“Hot Patching” に対しては特定のインターロックを設けなければならない。 (ii) 点弧時間と関係するランプフィラメントの振動が発生しないように考慮しなくてはならない。 (iii) ラジオ障害防止策をたてること。しかしこの装置は SCR のターンオフ電流が著しく、価額が下がれば非常に有効なものであると記されている。

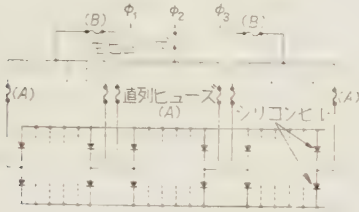
山田、加藤彦彦

6-387. シリコン整流器の過負荷保護

Robert D. Lynch: Overload Protection for Silicon Rectifiers. (Electronic Equipment Engineering, Aug., 1959)

本文は Westinghouse 社製、中形シリコン整流素子の熱容量、過電流耐量とこの素子を保護するために必要な限流ヒューズの特長とを論じ、一例として

319 形シリコン整流素子 6 個で構成される三相ブリッジ整流回路の強制冷却下の出力電流定格は 330 A、そのときの 1 整流素子の r.m.s. 電流値は 190 A で、これに直列にそう入すべき限流ヒューズの電流定格はその約 140 倍のものであることが必要である。第 1 図に示す N 個並列の整流素子接続方法では、素子間の不平衡度を考えて A ヒューズ (電流定格 I_F) は破損した整流素子を開放し、 B ヒューズ (電流定格 I_F) は外部故障を除去する目的でそう入する。そのとき (1) 式が成立する必要がある。



第 1 図 N 個並列のシリコン整流素子の限流ヒューズのそう入方式

$$I_F \cdot 2 \geq I_f \geq 2 I_F \cdot N \quad \dots \dots \dots 1$$

N の数値が大きいときには、次の注意が必要である。

(1) 整流素子並列許容数はヒューズの限流する短絡電流値できまる。

(2) B ヒューズは交流側リードまたは直流出力側にそう入し、 A 、 B ヒューズとも冷却片や変圧器の一次側にそう入取り付けることはいけない。

さらにヒューズのそう入しないときには、変圧器回路に 15~20% のリアクタンスを付加し、過渡サージ電圧に対する保護法はそのサージのエネルギーによって左右されるが、一般に抵抗類とコンデンサを組み合わせで適所にそう入すればよいことが負荷の性格を示して記述してある。(山田、加藤又彦)

6.388. 運転中の変圧器の事故

Heinz Zaduk : Vorkommnisse an Transformatoren bei Netzbetrieb. [Elektrotech. Z. (E.T.Z.)-A, 81. Jahrg., Heft 3, 1. Feb., 1960, S. 108~114]

本文は、西ドイツにおける変圧器の事故統計一年度別ひん度、事故原因別統計一を示している。事故統計は、1949 年来ドイツ電機工業会で集計されているが、1956 年以後は、故障の様子などより詳細な統計をとっているため、まだ集計されていないので、本文は主として 1949 年~1955 年のものを示す。全体の変圧器は、その電圧により以下のように四つのクラスに分類して考える。

(1) 5~23 kV このクラスはほとんどが配電用変圧器で、変圧器事故は変電所事故のうち 35% を占める。変圧器設置総数約 14 万台、これに対する年間

事故変圧器数の割合 (以下事故率という) は、1% 以下である。事故原因としては、外雷が一番多く、全事故中約 60%、次に製作上の欠陥による事故が 10~15%、天候や汚損に基づくもの 5~10% と続く。事故時の変圧器の寿命は 22 年以上のものが 77% を占める。

(2) 24~52 kV このクラスでは配電用変圧器特にタップ切換変圧器に多い。変圧器設置総数約 3,000 台、変圧器事故は変電所事故の 16% で変圧器の事故率は約 2% である。事故原因の約 50% を外雷が占め、次が製作上の欠陥によるもので平均 20% ぐらい。(これは年度とともに減少の傾向にある) 保守運転上の欠陥に基づく事故が 5~9% にもなる。タップ切換変圧器では、事故はほとんどメカニズムで起っている。

(3) 53~120 kV このクラスの変圧器設置総数は約 1,500 台で、全変電所事故中、変圧器事故は 16% を占め、変圧器の事故率は 2.7% と前者より高い。原因は、いろいろのものにばらついており、また各電力会社によってもかなり相違がある。やはり外雷によるものが 30~40% ともっとも多く、次いで製作上の欠陥によるもの 30% である。特に 110 kV 大容量変圧器についての 1956~1958 年の統計では、平均事故率 6%、開閉器事故が約半分、巻線事故 30%、低圧プッシング事故が 15% である。

(4) 220~300 kV このクラスは設置総数自体が少ないためあまり統計の結果は出てこないが、原因としてはやはり外雷、内雷、製作上の欠陥、天候や汚損による事故がほぼ同じ割合を占める。

以上全体として外雷ならびにタップ切換機構に起因する事故がほとんどを占め、この 2 点に留意すれば将来の事故は著しく減少しよう。(相原、村田久夫)

6.389. 乾式整流器によるクレーマ方式

J. Ben Uri, Y. Wallach u. E. Eilath : Krämer-Kaskade mit Trockengleichrichtern. [Elektrotech. u. Maschinenbau (E u M), 77. Jahrg., Heft 3, 1. Feb., 1960, S. 52~56]

回転変流機や電動発電機を用いたクレーマ方式は、旧来誘導電動機二次制御方式として多く用いられたが、最近ではシリコン整流器が大容量のものまで用いられるようになったので、これを用いたクレーマ方式が使われるようになった。このため、7.5 HP の誘導機と 5 1/2 HP の直流機を用いてこのセットを作り、実験結果を報告するとともに、この方式の特性検討のための数式について検討結果を報告している。

検討結果の結論としては、まず主電動機静止時には、二次回路のインピーダンスとして、電動機二次抵抗と直流機電動機二次抵抗の和を与えれば、一般誘導機と同一と考えてよい。速度調整をしたときの無負荷電流

は、

$$I_{10} = K_0 U / (Z_m + Z_1) \dots\dots\dots (1)$$

で表わされる。ここで

$$K_0 = \frac{R_2' (1 + p) + j X_2' p}{R_2' (1 + p) + (Z_1 + C_1 j X_2') p} \dots\dots\dots (2)$$

である。この式で $C_1 = (Z_m + Z_1) / Z_m$ 、また $p = C i / k U_1$ である。 C は直流機の界磁電流定数すなわち $E_g = C i (1 - s)$ で、 i は界磁電流、 k は整流器の交流直流電圧比である。(1)、(2) 式より速度調整したときの無負荷電流は、同期速度のときの値よりはやや小さいが、大きな変化がないので、静止クレーマ方式では、力率は良好にはなりえない。

また負荷時に対しては、直流機を過補償とすることによって、分巻特性、力率、効率を向上することができ、また不正補償または分巻特性により、直巻特性に近い値を得ることができる。

一般的にいて、旧来のクレーマ方式にくらべ、力率を改善することができない欠点はあるが、他の点では何の困難もなく使用することができ、また速度調整範囲が 30~40% 程度では、同一出力のワードレオナード方式とくらべ 40% 程度安価に製作することが可能であるとしている。(清水、子安英次)

6-390. 短絡中の変圧器における負荷時 タップ切換器のしゃ断について

H. Manzinger: Über das Schalten von Lastregelschaltern im Falle des Kurzschlussstromführenden. [Elektrotech. u. Maschinenbau E u M, 77. Jahrg., Heft 4, 15. Feb., 1960, p. 69~77]

系統に短絡を生じ、変圧器に短絡電流が流れているときに、その変圧器の負荷時タップ切換器 (LTC) が動作すると、その各接点には当然定格負荷しゃ断時とは比較にならないほど、過大なしゃ断責務が要求される。LTC の設計製作にあたって、この短絡時責務を常に考慮する必要の有無については、以前から議論の別れているところであって、短絡中の負荷時タップ切り換えがきわめてまれなことから、1956 年 CIGRÉ で LTC の短絡時のしゃ断性能を試験する必要はないと結論されたにもかかわらず、1958 年 Heinz が短絡時も切り換えが可能な LTC の製作に成功したと報じているなどはその一例である。本論文もヤンセン式と総称されている抵抗限流式高速度切り換えを行う一群の LTC について、短絡時のしゃ断責務を考慮する場合の問題点に主として理論的な考察を試みたものである。

まず一般に製作されている一抵抗式、二抵抗式、四抵抗式の三方式につき、その定格負荷電流しゃ断時のしゃ断電力の比が 4.5 : 2.1 : 1.2 となるのに対し 10 倍の短絡電流が流れているときは、それが 200 : 60 : 60 となることから複雑な機構を必要とする四抵抗式よ

り、二抵抗式がこの点ですぐれていることを指摘したのち、二抵抗式の場合タップ間循環電流を決定する抵抗値の検討を進め、まず主接点と抵抗接点では短絡時には前者のほうが 2 倍ものしゃ断電力が生ずるので、このときの回復電圧を抑えるために抵抗値はなるべく小さくすべきであるが、一方定格しゃ断時の抵抗接点の消耗を考えると、それにも自ら限度があり、結局循環電流を定格電流に等しくするような抵抗値がもっとも望ましいとしている。次に短絡時の切り換えでは各接点とも次の接点閉極と同時にそのしゃ断責務が減少することを利用して消滅させるのも一策だとし、Heinz の報告した開極時間をのばす方法は、いたずらにアーケエネルギーを増大させることになるから考えものだと批判し、タップ切り換え時間としては半波しゃ断が可能と考えて、求まる 40 ms くらいが適当であると提唱している。(相原、清水弘昌)

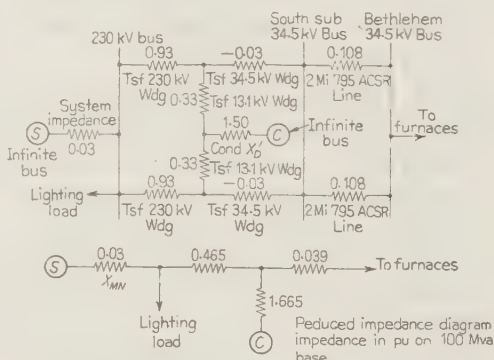
7-391. 電気炉によるフリッカ の減少対策

R. L. Skone: Furnace Supply Minimizes Flicker. [Elect. Wld, Vol. 153, No. 8, Feb. 22, 1960, p. 55~57]

Seattle City Light が Bethlehem Steel の電気炉 25 MV, 100 t 2 台への電源を供給するにあたり、他の電灯需用家に対する電圧変動を 120 V 基準として約 0.5 V 程度に押えた方法について述べてある。

種々考慮した結果約 2 マイル離れた South 変電所の 230 kV 環状母線から 25 MVA の変圧器 2 台を並列にし、34.5 kV の 2 回線送電とし、その変圧器の三次側 13.2 kV に 30 MVA の同期調相機を接続した。

電気炉が 2 台運転すると最大 30 MVar の無効電力が必要となり、その無効電力の供給源を電気炉の近くに置けば種々の点で有利であるが、調相機を設置すると、そのための変圧器を設備しなければならないので、結局 South 変電所のほうに置くことにした。



第 1 図 電気炉に供給する電源のインピーダンス図

この電気が用変圧器のインピーダンスは Buffer Reactor に相当するわけであるから、等価星形の 230 kV 巻線インピーダンスはできるだけ大きく選ぶのが好ましい。また調相機をもっとも効果的に使うため、等価星形の 13.2 kV と 34.5 kV の巻線のインピーダンスの和はできるだけ減らすことが好ましい。

第 1 図がこの系統のインピーダンスで、電気炉の無効電力の変動は調相機と系統のインピーダンスに逆比例して分担され、系統からは変化分の 9.77 pu が供給される。

フリッカを生ずるもっとも過酷な電気炉負荷の変動は毎秒 4~6 回の割合で生じ、単相負荷でかつ 9.1 MVar の大きさとなるという調査があったので、これを参照して 9.1×0.77 の変動が電灯負荷に与える電圧降下を求めると、120 V 基準で 0.5 V となる。

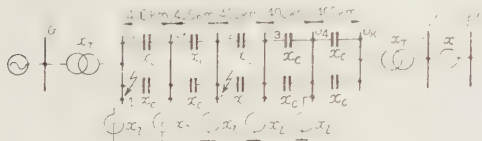
最初調相機の AVR が接点式のものであったため、変動に追従できず不具合であったので、回転増幅機形のものに取り換えて非常によい結果が得られた。

(相原, 田口匡男)

7.392. 長距離交流送電の若干の特性

И. М. Маркович, С. А. Совалов и. А. А. Крюков: Некоторые Особенности Режимы Дальних Передач Переменного Тока. [Электричество, No. 2, 1960, стр. 35~40]

すでに交流 400 kV 送電線はスウェーデン、ソ連、フランス、ドイツなどに建設され、またソ連では既設 400 kV 送電線の 500 kV 昇圧化の工事が完成し 500 kV 運転をはじめたようであり、一方、アメリカにおいても 500 kV あるいは 750 kV という送電電圧が研究の対象として登場してきている。このような状況下においてソ連においても 600 kV あるいはそれ以上の送電電圧による超長距離送電が研究されはじめている。本文は 600 kV を用いた場合の送電こう長 1,500 km 以上の送電に関する特性について研究した論文の一つである。この種の研究は有名な科学アカデミークルジヤノフスキー名称動力研究所あるいは火力発電計画局などで行われているが、この報告は前者の研究機関の技師達によって書かれたものである。以下その概略を紹介しておく。



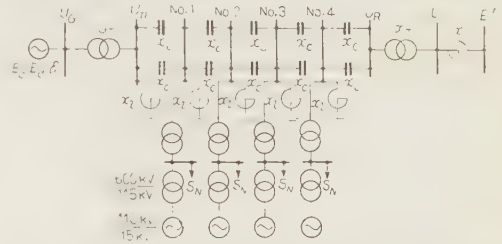
$P: 2,000(3,000) \text{ MW}, x_d: 0.51, x_q: 0.34,$
 $x_d': 0.20, M: 16 \text{ s}, x_T: 0.15, r=0.10,$
 $x_c = \frac{x_0 L}{100} \text{ k}(\%)$

第 1 図 2,000 km, 600 kV 幹線形
2 回線送電線

第 1 表

こう長 (km)	送電電力 (MW)	閉鎖所 の数	並列リアク トルの出力	所要直列 コンデンサ 補償度(%)
1,500	1,500	3	3,075	30
	2,000	"	2,750	48
	2,500	"	2,200	62
	4,000	4	3,300	70
2,000	1,500	4	4,320	45
	2,000	"	4,400	58, 55, 53*
	2,500	"	4,020	68
	3,000	"	3,200	75, 73, 70*
2,400	1,500	5	5,400	53
	2,000	"	4,950	60
	2,500	"	4,750	77

* 最初の数字は 2 地点の 2 線地絡の場合、2 番目の数字は 1 地点の 2 線地絡の場合、3 番目の数字は 1 地点の 1 線地絡の場合



$P: 2,000 \text{ MW}, x_d: 0.51, x_q: 0.34, x_d': 0.20,$

$M: 16 \text{ s}, x_T: 0.15, r=0.10, \frac{600}{100}=0.15,$

$x_T \frac{110}{15}=0.12, \text{中間系統: } x_d'=0.20$

第 2 図 中間負荷を伴う 600 kV
2 回線送電線

第 2 表

中間負荷 の数とその 出力 (MW)	660/110 kV 変圧器容量 (MVA)	中間負荷がつ ながる閉鎖所 の位置	故障点	並 列リアク トル容 (MVar)	所要直列 コンデンサ 補償度 (%)
無	—	—	第 1 区間	4,400	55
2×500	270	No. 2 および No. 3	"	4,250	50
4×250	135	No. 1, 1, 3, 4	"	4,250	"
2×750	405	No. 2, 3	"	4,150	48

(1) 幹線形送電線 1,500 km 程度のこう長の送電は補償装置(直列コンデンサおよび並列リアクトル)なしでは行えない。すなわち直列コンデンサと等価こう長が 600~800 km になるように補償するでよい。第 1 図にこの形の代表的送電回路を示す。第 1 表にその特性の計算結果を示す。並列リアクトルは 600 kV 1 回線, 1 km あたり 1 MVar 必要となる。

(2) 中間の電力系統が 600 kV 幹線に接続される形の系統 第 2 図にその代表的回路を示し、第 2 表に(1)、(2)に要する補償装置の容量比較をする。

(3) 中間調相機を用いた場合の 600 kV 送電線代表的系統図を第 3 図に、最大送電電力、安定度係数などの値を第 3 表に示す。中間調相機のある場合の系

既設施設の利用は一般に経済的で無線の中継設備がすでにあり、これを利用するとか、既設音声ケーブルに対し N あるいは K 方式を適用するとかは最良の経済的方法である。

伝送規格が価格ひいては方式の採用決定に関係するが、この一例としては、雑音改善は同軸方式では中継区間長で、無線方式では中継器出力あるいは空中線利得で行うこととなり、それぞれその経済性に關連する。

アメリカ内で個々に最適方式を考えたとすれば、その種類は数千におよぶであろうが、これを実現するとすればはなはだしい不経済を招来するので、標準化の利点を失わない範囲で総合的な経済性を図らなければならない。第1図にアメリカにおける各種中継方式を回線数による年経費比較で示すが、この方式区分でほとんど最適方式を満たすことができる。この図表は短距離あるいは小回線束に対しては端局価格、回線長、その他を考慮して補正する必要があるが、一般的決定には役立てることができる。

短距離搬送方式の末端通信網への広範囲な導入、超多重方式、PCM 方式、大洋横断ケーブル、TASI 方式、帯域節約あるいはデータ伝送など新技術新サービスは、将来の伝送路網をますます複雑なものとするであろう。

(沢田 昌彦 博)

10-394. K 24 A 形搬送電話方式

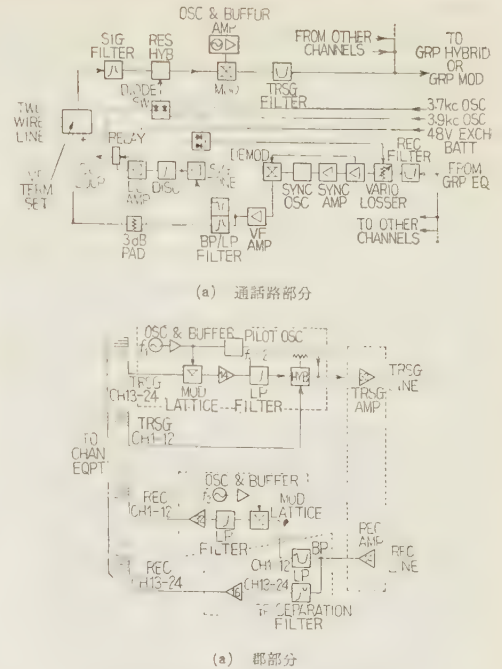
B.G. Coetsee, G.L. Curtis & J.W. Halina :
The K 24 A Syncroplex Telephone Carrier
System. [Commun. and Electronics, No. 46,
Jan., 1960, p. 1044~1054]

K 24 A 形はアメリカ ITT 研究所により実用化されたもので、主として局間中継線に使用する搬送電話方式で、特徴は変調方式として両側帯波搬送波抑圧方式を使用し、方式の主要な事項は次のとおりである。

(1) 通話路数 24, (2) 周波数帯域 60~480 kc, 搬送波間隔 16 kc, 線路は 4 線構成, (3) 適用距離 8~32 km, (4) 中継器間隔 0.9 あるいは 1.8 km, (5) 全トランジスタ化。

変調方式として PCM によらなかったのはケーブルのピーク雑音、近端漏話、高周波トランジスタの現状を考慮した結果である。近端漏話に対しては両方向の搬送波を 8 kc ずらし相互のスペクトラムが重ならないようにして処置した。遠端漏話に対しては全対の 50~60% はそのまま使用し、他は SONAD (Speech Operated Noise-Affenuation Device) により 14~18 dB 抑圧するか、あるいは圧伸器により 20~26 dB 改良する。

端局の構成は第1図のとおりである。両側帯波搬送波抑圧変調波の検波は入力ゼロクロッシングを検出し、これで局部発振器を同期し、周波数および位相を



第 1 図 K24A 端局の構成

完全に一致させて行われる。また通話路フィルタは中間周波変成器形式を採用し経済化を図った。

信号は E・M、ループ、レバーチブの各信号が使用できるようにするために 通話帯域外の 3.7 と 3.9 kc の FS が使用される。またこの信号電流により通話路の自動利得調整が行われ、群における調整との総合作用として線路変動 8 dB を ± 0.5 dB にする。

中継器は 3 段構成の利得 32 dB の増幅器と 3 中継器ごとにパイロットによる自動利得調整回路をそう入し、線路変動 8 dB を ± 1 dB にする。

端局の電源は 48 V を使用し、調整器を経て 30 V を与え 24 通路路で 100 W、中継器は 30 V、55 mA でケーブルの重信回路を使用し、直列に接続されゼナードアイオードにより調整され、片側の端局より 5 個の中継器に供給される。

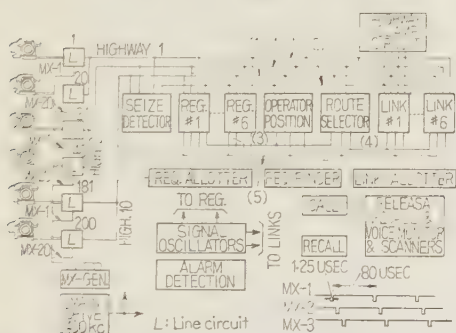
建設、調整、保守は技術者のレベル、回線数を考慮して簡単化された。この実用化は 1957 年に開始され 1958 年に現場試験を終了した。(沢田, 天野昇知)

10・395. 電子交換機の設計に関する考察

B. Brightman & M. P. Tubinis: Considerations Pertaining to the Design of an Electronic Telephone Switching System. [Commun. and Electronics. No. 46, Jan., 1960, p. 777~786]

U. S. Army Signal Corps の要請によって端末局
および長距離中継局用に設計された時分割方式全電子

交換機について述べる。この交換機は、軍事的な性質上重量および容積が重要な要因となる。そのため、回路を最大限に利用した時分割方式が採用された。通話路に関しては、次の論文（学界時報 昭 35-10・396, 本号右欄参照）に詳しく述べられているが、Resonant transfer 方式の時分割多重が用いられており、設計基準の主要なものは、そう入損 $0\text{dB} \pm 0.5\text{dB}$ 、チャネル間漏話減衰量 50dB 以上、およびデータ伝送も可能とするために遅延ひずみ $10\mu\text{s}$ 以内であることなどである。サンプリング周波数は、 12.5kc で 32 チャネルが設けられていて、サンプリング時間は $1.25\mu\text{s}$ である。通話路は、共通線路上に接続されている。



第 1 図 端末局の構成図

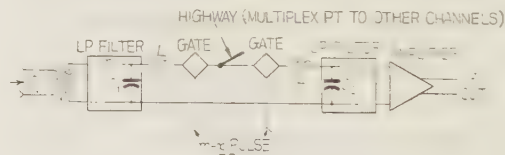
音声周波リンクを経て形成されるが、各加入者回路およびトランクには固定のチャンネルが割り当てられており、音声周波リンクには必要なチャンネルを自由に与えることができる。チャネル位置は 5 個のトランジスタフリップフロップからなる計数形記憶回路によって与えられる。この方式は障害に対する安定性において遅延線記憶回路よりもすぐれている。第 1 図は端末局用交換機の構成を示すもので、加入者回路 200、トランク 80 が 10 本の共通線路上に接続されていて、60 個のリンクにより互に通話することができる。加入者が起動すると起動信号を起動検出装置で検知するが、この回路はスリップカウンタによって駆動され、1 加入者あたり 3.2ms の割合で全加入者を共通線路上で走査する。音声周波リンクの音声周波信号中の情報の組み合わせによって電話器からレジスタに送られ、接続路選択回路において話中照合が行われる。被呼加入者応答および復旧の監視は、リンクを順次走査する共通回路によって行われている。呼びを形成するに要する時間はダイヤル中の時間を除き約 700ms である。これの実験用モデルセットは満足に動作しており、目下全実装の実験機を試験中である。（豊田、杉岡良一）

× × ×
× × ×

10-396. 時分割多重を用いた電子交換機の通話路について

J.C. Perkins, Jr.: Transmission Aspects of an Electronic Switchboard Employing Time-Division Multiplexing. [Commun. and Electronics, No. 46, Jan., 1960, p. 949~953]

前掲の論文（学界時報 昭 35-10・395, 本号 1199 ページ参照）にて紹介された AN/TTC-12 交換機の通話路について述べたものである。通話路は Resonant transfer 方式の時分割多重を採用しているが、これは直接サンプリング方式のようなサンプリングによる損失は原理的にはなく、共通線路上の信号レベルが高いため雑音および漏話に対しても有利である。伝送特性の設計基準は該論文に示すとおりで、共通線は 32 チャネル多重、サンプリングならびに間隔時間はともに $1.25\mu\text{s}$ である。また搬送波漏れおよびひずみ周波数成分は 0dBm に対して 30dB 以上であることが望まれるため、サンプリングゲートには両方向性のものを用いた。第 1 図は通話路の構成を一方方向についてのみ示したものである。ゲートは Resonant transfer 方式でもっとも問題となるものである。4 個のゲルマニウムダイオードからなるブリッジ形ゲートをブロッキング発



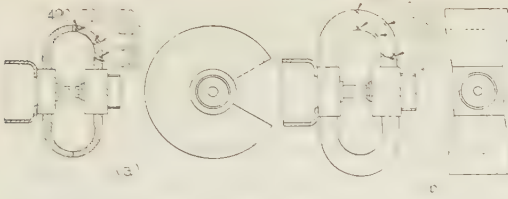
第 1 図 通話路構成図

振器で駆動して、最大電流はフィルタのインピーダンスを適当な値 $6\text{k}\Omega$ に選び、 3dBm の信号のとき 50mA 、このとき駆動パルスの振幅は 26V 、電流は 100mA である。フィルタで重要なのは電荷蓄積用のコンデンサであって、この回路が難調しているとインピーダンスの変動が大きい。系のわずかの損失を補償するために各加入者回路には利得 10dB の増幅器が置かれている。また共通線路上には、所要の漏話減衰量を得るためにクランプゲートが設けられている。モデルセットの実験結果では隣接チャンネル間で 55dB であった。（豊田、杉岡良一）

11-397. 永久磁石の構造と性能の関係

P.P. Cioffi: Relation Between Permanent Magnet Configuration and Performance. [Commun. and Electronics, No. 46, Jan., 1960, p. 979~982]

エアボーンマグネトロン（真空管型）の磁気回路の永久磁石の重量を減らすために、もっとも有効な磁石の形が問題と



第 1 図

なる。この目的で、普通の U 形永久磁石のかわりに半円形が使用される。しかし、まだ磁気回路の解析からどちらがより有効であるか決定されていない。ここでは、この二つの永久磁石の形（第 1 図）について自記磁束計で磁界、磁束密度、起磁力を測定し、その性能を比較検討する。まず磁石の体積を最小にする条件を求めることにする。減磁曲線の最大エネルギー積 ($B_m H_m$) で動作する磁石は、磁路長 L_m をもつとすると、起磁力は $H_m L_m$ であるので、 P をパーミアンスとすれば断面積は次式で与えられる。

$$A_m = (H_m L_m) / P B_m$$

ここで P はコアのパーミアンス P_g と、磁石の表面積のパーミアンス P_p, P_m の和に等しい。表面積のため一定の磁束密度を得るためには断面積を変化させなければならない。いま平均の断面積を $f A_m$ とすれば、磁石の体積 V_m は

$$V_m = H_m L_m / f P B_m H_m$$

となる。マグネトロン設計から磁極片の寸法、 $H_m L_m$ および P_g, P_p も決まるので、体積を小さくするには $P_m / B_m H_m$ または $P_a B_m H_m$ を小さくしなければならない。(ここで P_a は $f P$ を表わす) これは ($B_m H_m$) の大きい Alnico V を用い、表面積を小さくするため、U 形のような円形断面を用いることによって実現可能である。しかし永久磁石全体が ($B_m H_m$) で動作させるには、材料が様に磁化することが必要であるが、これには半円形がよい。しかし半円形にすると、表面積が増大する欠点がある。したがって P_m と ($B_m H_m$) に課せられる条件は互に相反する結果となる。

そこで磁極片の寸法、材料容積のほとんど同じ両形の磁石について実際の測定によって比較した。(第 1 表) この表で起磁力とギャップの長さから求めた磁界の強さと、測定から求めたものの相違は、ギャップの長さが磁極片の飽和によって見掛け上長くなるためである。実験結果によると P_a は U 形のほうがわずかに

第 1 表

Magnet configuration	Weight (lb)	Volume (cm ³)	Air-gap field (Oe)	Mmf (Oe-cm)	Air-gap (cm)	
					Nominal	Apparent
U	4.50	278	7,400	5,650	0.636	0.765
Bowl	4.56	282	7,425	5,575		0.750

Magnet configuration	Average $B_m H_m$ (G-Oe)	Permeances (cm)				
		P	P_g	P_p	P_m	P_a
U	4.49×10^6	44.6	1.24	26.8	16.6	39.1
Bowl	4.15	47.0	—	20.1	25.7	37.6

Magnet configuration	Average $B_m H_m$ (G-Oe)	Permeances (cm)				
		P	P_g	P_p	P_m	P_a
U	4.49×10^6	44.6	1.24	26.8	16.6	39.1
Bowl	4.15	47.0	—	20.1	25.7	37.6

大きい、($B_m H_m$) も大きいため、 $P_a / B_m H_m$ には大した差がない。これらの原因に対する検討がなされている。

[中島(達), 山本孝明]

11-398. 磁心材料の磁気特性に およぼす高温の影響

Michael Pasnak & Richard Lundsten:
Effects of Ultrahigh Temperature on Magnetic Properties of Core Materials. [Commun. and Electronics, No. 46, Jan., 1960, p. 1033 ~1039]

磁心材料の極端な温度領域の特性は軍用部品に重要である。ここでは変圧器、磁気増幅器、継電器、サーボ用部品のための磁心（第 1 表）について直流ヒステリシス特性、60 c/s 交流ヒステリシス特性を測定した。60 c/s 交流ヒステリシス特性の測定には、Ferro-tracer と呼ばれる新しい装置を用いた。

測定温度範囲は 24°C から 800°C またはキュリー温度までで、さらに 24°C から 500°C までの温度ヒステリシスによる変化をあわせて測定した。表中 Toroidal lamination とあるのは、マグネシヤ絶縁の他に 0.004 in ガラス絶縁したものであり、Spiral tape とあるのはマグネシヤ絶縁のみによるものを示す。実験結果は次のようになる。けい素鋼の方向性 (Silectron) のものは、無方向性 (Transformer A) のものより直流ヒステリシス特性は温度ヒステリシスの

第 1 表

Specimen	Composition, %	Core Construction	Inner Diameter, Inches	Outer Diameter, Inches	Thickness, Inches
Transformer A.....	4.7 Si+95.3 Fe.....	Toroidal laminations.....	1 1/4	2	0.015
Audio transformer A.....	3.6 Si+96.4 Fe.....	Toroidal laminations.....	1 1/4	2	0.014
L Silectron.....	3 Si+97 Fe.....	Spiral tape.....	1 1/4	2	0.001
Z Silectron.....	3 Si+97 Fe.....	Spiral tape.....	1 1/4	2	0.004
Orthonal.....	50 Ni+50 Fe.....	Spiral tape.....	1 1/4	2	0.002
Orthonal.....	50 Ni+50 Fe.....	Square laminations.....	1.1875*	1.750†	0.002
AEM 4750.....	47-50 Ni+47-50 Fe.....	Toroidal laminations.....	1 1/4	2	0.014
4-79 Mo Permalloy.....	4 Mo+79 Ni+17 Fe.....	Toroidal laminations.....	1 1/4	2	0.014
11.7 Alfenol.....	11.7 Al+88.3 Fe.....	Toroidal laminations.....	1 1/4	2	0.014
15.5 Alfenol.....	15.5 Al+84.5 Fe.....	Toroidal laminations.....	1 1/4	2	0.014
3 Mo Thermenol.....	3 Mo+16 Al+81 Fe.....	Toroidal laminations.....	1 1/4	2	0.014
Supermendur.....	2 V+49 Co+49 Fe.....	Spiral tape.....	1 1/4	2	0.002
7-70 Perminvar.....	7 Co+70 Ni+23 Fe.....	Toroidal laminations.....	1 1/4	2	0.014

* Side of inner square.

† Side of outer square.

影響をうけやすいが、各温度ではなお特性がすぐれている。しかし温度ヒステリシスの回数が増加するとともに方向性のヒステリシス特性は無方向性のものに近づいてゆく、パーマロイの方向性 (Orthonol) のものは 500°C に上げることによって 24°C の交流特性は H_c , B_m が減少し、直流特性は H_c は増加し B_m は減少する。無方向性 (AEM 4750, 4-79 Mo Permalloy) は交流特性は方向性より温度依存性が大きい、温度ヒステリシスによっては変化しない。Al-Fe 合金では 11.7 Alfenol の磁性は規則度の高いほどよく、15.5 Alfenol, 3 Mo Thermenol は不規則状態のほうが磁性がよい。温度ヒステリシスによる変化もこのことを示している。3 Mo-Thermenol は 15.5 Alfenol とただキュリー温度 300°C から 24°C にもどすと、 B_m は増加することが異なっている。Supermendur は特異な変化を示し、 24°C より 300°C まであげると直流の H_c は 10% 減少し、交流の H_c は 30% 増加する。しかし 300°C から 500°C まであげると直流の H_c は 10% 増加し、交流の H_c は 42% 減少する。直流、交流の B_r は 300°C 以上で急に減少する。これらの性質は方向性と規則-不規則変態によって説明される。7-70 Perminvar では、磁性は冷却速度によってははだしく変化する。たとえば 700°C まで上げたのを 24°C で測定すると、磁化曲線ははなはだしくねる。

[中島(達), 山本孝明]

11-399. 35 kV ポリエチレン

絶縁ケーブル布設

G. J. Crowdes: A 35 kV Polyethylene-Insulated Cable Installation. [Pwr Apparatus and Syst., No. 45, Dec., 1959, p. 1086~1092]

本報告はすでに2年間無事故で運転に供されているアメリカ最初の 35 kV 単心ポリエチレン絶縁電力ケーブルに関して述べたものである。

ポリエチレンはプラスチックであるため、温度特性が問題となるが、その特性として 200°F (93°C) において加圧下でも変形せず、また交流破壊電圧も通電による変化を示さず、衝撃破壊電圧も $20\sim 80^{\circ}\text{C}$ で充分高い値を示すすぐれた絶縁物である。

本ケーブルのルートは 1.5 マイルでその半分は空中柱上布設、他の半分は地中埋設である。温度条件を大気温度 40°C 、地中温度 20°C とし、導体最高温度を 70°C 、送電容量 20,000 kVA とし、ケーブルを設計し、次の構造に設計した。空中、地中とも同一ケーブルを用いたので、地中ケーブルは容量 22,900 kVA となった。ケーブル構造、350 MCM (約 175 mm^2) 単心導体、61 本銅より線。半導電性テープシールド。0.470 in (約 11.9 mm) ポリエチレン。半導電テープ。0.109 in (約 2.8 mm) 黒ビニルジャケット。最外径 2 in (約

50.8 mm)

ケーブル試験結果は次のごとくであった。

(1) 60 c/s 短時間破壊電圧 130 および 135 kV
直流短時間破壊電圧 $> 500\text{ kV}$
 $1\frac{1}{2} \times 40$ 衝撃破壊電圧 $> 680\text{ kV}$

(2) ロードサイクル

ユニットサイクルは 85°C (通電加熱) 10 h, スイッチ ϕ : 14 h, 5, 191 h, 40 kV および 820 h, 50 kV いずれも破壊せず。

(3) 20 V/mil \sim 100 V/mil において $\tan\delta < 0.1\%$ で変化せず。

ケーブルヘッドは 46 kV 単相用を用い、地中部と空中部の接続もポットヘッドによった。そのほか布設方法についても述べている。(川井, 増田繁夫)

11-400. 最近の絶縁材料の進歩

J. Ashmore: Some Recent Development in Electrical Insulation. [J. Instn Elect. Engrs, Vol. 5, No. 6, Dec., 1959, p. 695~704]

最近新しい絶縁材料が多く開発され、機器絶縁の方式も多種多様になりつつある。これらの絶縁物は、電気的絶縁性能のほかに安定性および耐熱性が必要とされる。本文は新しく開発された絶縁材料の性質および用途を簡単に記述してあるので、以下項目ごとに略述した。

(1) インテグレーションマイカ フランスおよびアメリカにおいて、種々の商品名で製造されているもので、化学的ならびに機械的方法によって、マイカを細片にくだき、抄紙機にかけて板状もしくはテープ状にし、レジンで含浸して仕上げたものである。この物質の特徴的性質は表面がきわめて一様に仕上げられ、したがって電気的性質が均一であることである。電気的強度はマイカナイトとほぼ同一で、その用途としては含浸基材および整流子片に使用される。

(2) 横糸なしガラステープ 織り糸を平行にならべ、この織り糸を結合させるためにポリエステルで含浸したもので、それ自体絶縁材料として用いられるほか、回転子巻線のバインダとして用いられる。

(3) ポリウレタンワニス繊維 ナイロン、テリリン、ガラスおよびポリウレタン-ガラスを使用したポリウレタンワニス繊維は F 種 (155°C) にはいると考えられており、タービン発電機の固定子の巻線に応用される。卓越せる耐熱性を有し、強じんてたわみ性を有している。

(4) 高強度のレーヨンテープ このレーヨンテープは連続した織り糸で作り、表面は非常になめらかな仕上げとなり、この表面に薄いワニスを塗布して光沢を有している。このテープは強い抗張力と摩擦に対する強い抵抗力を有している。

(5) シリコーン シリコーンは最初1943年ごろ

アメリカで製造され始めたもので、化学的に不活性で高温（180～250°C）においても低温においても（-40°C以下）温度の影響を受けにくい。液体シリコンの粘度は温度の変化にかかわらず一定である。さらに強い発水性、コロナ、オゾン、菌、その他トラッキングに対する抵抗力が強い。もっとも特徴的なことは、シリコンの電気破壊が生じても、導電性カーボンの代わりにシリコンそのものが形成されることである。また弱点としては、機械的強度が弱いこと、溶剤に溶けやすいこと、高価なことなどがあげられる。A種絶縁物をシリコン含浸してもその材料の熱的特性は向上しない。また、たわひシリコンおよび固体シリコンを作るときは、その基材がシリコンが耐えると同程度の温度に耐えることが必要である。シリコンワニスされた繊維はあらゆる方面に用いられ、高い絶縁抵抗、良好な誘電率および機械的強度を持っている。ガラスとマイカを組み合わせ、シリコン含浸したものは回転機のスロット絶縁や変圧器などに使用される。このほか本文はカストレジン、シリコンゴムなどについて述べ、さらに最近の大容量タービン発電機の絶縁や電力ケーブルについてもその絶縁方式の傾向について簡単に述べている。近藤、大田、小

11-401. 三元化合物半導体物質

J. H. Wernick & R. Wolfe: Three-Element Semiconductor Materials. [Electronics, Vol. 33, No. 7, Feb., 12, 1960, p. 103~108]

本論文では、半導体素子の材料としては、素子の特性を発揮するためにどのような性質が要求されるかを述べ、現在、種々の目的に適する材料を作るために三元化合物に対する研究が進められ、第1表のように材料が得られていることを報告している。

また、半導体材料では新しい物質の単結晶の製作に成功すると、熱起電力、整流性、伝導度およびホール効果、光学的な特性、熱伝導度などの測定が行われるが、この測定結果と材料の物性的な性質との関係について説明し、一例として AgSbTe₂ を取り上げている。

AgSbTe₂ はP形半導体で、その熱起電力の大きさはほぼ 200 μ V/deg である。また固有抵抗はかなり低く 0.004~0.01 Ω cm で、-200~200°C の範囲で、ほとんど変化しない。特に興味深いのは熱伝導度であ

第 1 表

	Melting point (°C)	Energy gap (eV)	Room temp. mobilities (cm ² /Vs)			Melting point (°C)	Energy gap (eV)
			Electrons μ_n	Holes μ_p			
CuFeS ₂	875	0.53		>30	Cu ₃ AsS ₄	655	
CuFeSe ₂	574	0.16		<20	Cu ₃ SbS ₄	555	
CuFeTe ₂	740	0.16		<50	Cu ₃ SbSe ₄	425	
AgFeS ₂					Cu ₃ SbS ₃	555	
AgFeSe ₂	736	0.23	>250		Cu ₃ AsS ₃	640	
AgFeTe ₂	680		>2,000		CuSbS ₂	535	
CuAlS ₂					CuSbSe ₂	460	
CuAlSe ₂					CuAsS ₂	625	
CuAlTe ₂					CuAsSe ₂	415	
AgAlS ₂					AgSbS ₂	514	
AgAlSe ₂					AgSbSe ₂	636.5	
AgAlTe ₂					AgSbTe ₂	576 ^(b)	
CuGaS ₂					AgBiS ₂	810	
CuGaSe ₂	1,040	1.63			AgBiSe ₂	765	
CuGaTe ₂	870	1.0	60	50	TiSbS ₂		
AgGaS ₂				100	TiBiS ₂		
AgGaSe ₂	850	1.66			Ag ₃ SbS ₃	486	
AgGaTe ₂	720	1.1			Ag ₃ AsS ₃	480	
CuInS ₂		1.2 ^(a)			Ag ₃ AsSe ₃	385	
CuInSe ₂	990	0.92 ^(a)	1,150		PbSb ₂ S ₄	597	
CuInTe ₂	780	0.95 ^(a)			PbAs ₂ S ₄	424	
AgInS ₂		1.9 ^(a)			AgAsSe ₂	390	
AgInSe ₂	773	1.18 ^(a)			AgAsTe ₂	325	
ZnSnAs ₂		2.1 ^(a)			AgInTe ₂	680	0.96 ^(a)
ZnGeP ₂		2.2 ^(a)			CuTiS ₂		
CdGeP ₂		1.8 ^(a)			CuTiSe ₂	405	
ZnGeAs ₂		>0.6, <1.1 ^(a)			CuTiTe ₂	375	
ZnSnAs ₂					AgTiSe ₂	323	0.72
CdSnAs ₂			>5,600		AgTiTe ₂	290	

(a): Optical energy gaps, (b): Lattice thermal conductivity 0.006 W/cm°C

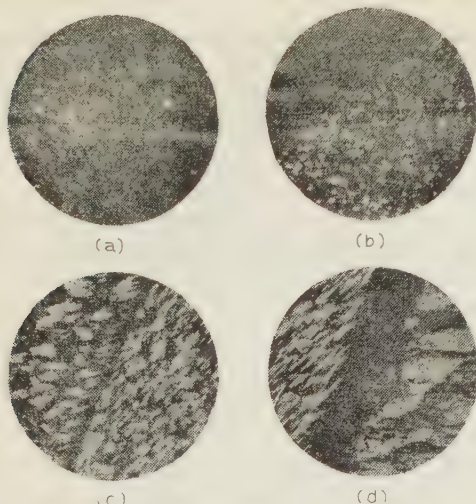
り、これの格子振動による帰依分は 0.006 W/cm.deg で Ge の約 1/100、また熱電素子として用いられる Bi₂Te₃ の 1/3 である。この物質は、したがって、電力冷却や、中位の温度での熱発電（融点 575°C）に適している。（柳井、佐々木 元）

11-402. GaAs のエッチ液

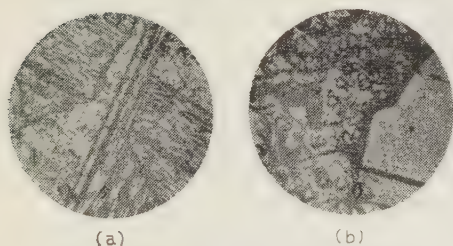
D.N. Nasledov, A. Ia. Patrakova & B. V. Tsarenkov: Etchant for Gallium Arsenide. [Soviet Physics Technical Physics, Vol. 3, No. 4, p. 726~728]

半導体装置においては、半導体内部の問題だけでなく、表面の条件也非常に大事である。これはいままであまり見受けなかった GaAs のエッチ液について述べている。種々の実験の結果、もっともよいエッチ液は次のものであることがわかった。[5% の NaOH, 50 ml+30% の H₂O₂, 10 ml]

これに報告されている例では、このエッチ液を沸騰させた中に試料を入れて測定している。第1図は試料の顕微鏡写真で、これは多結晶であり、(a) はみがいたまま、(b) は 30 s エッチしたあとで結晶の境界がはっきりしてきている。(c) は 3 min, (d) は 5 min エ



第 1 図



第 2 図

ッチしたもので、結晶の境界がますますはっきりし、表面の状態がますますあらくなってきている。第2図は、二つの異なる多結晶試料を2min エッチしたもので、結晶の方向による差が出ている。なお、このエッチの割合は、10~15 μ/min である。エッチののちはGaAsの表面はIn, Zn, Cd, Sn, Pb, Agとよく合金を作るが、ぬれはよくない。

(中野, 大下正秀)

13-403. 適応制御系の設計における 一誤差判定法の使用

C. W. Merriam, III: Use of a Mathematical Error Criterion in the Design of Adaptive Control Systems. [Appl. and Industr., No. 46, Jan., 1960, p. 506~512]

本論文では、時間的に変化する特性係数をもつ制御対象を目標値に追従させる場合、著者が提案した誤差判定式

$$I_e = \int_{-\infty}^{+\infty} \{ \lambda(\sigma) [Q(\sigma) - q(\sigma)]^2 + m^2(\sigma) \} d\sigma \quad (1)$$

で表わされる。 I_e を最小にするような適応制御系の構成について述べている。(1)式で、 $Q(t)$: 目標値、

$q(t)$: 制御量、 $m(t)$: 操作量。また、 $\lambda(t)$ は操作量により飽和が起るのを防ぐための係数で、常に $m(t) < n_r(t)$ [$n_r(t)$: 飽和がおこるときの操作量] を満足するものである。そうすると(1)式の右辺の第1項は制御誤差についての Economic penalty を、第2項は制御のコストを示し、これらの和が最小のとき、最適制御状態としている。ここでは制御対象として、むだ時間をもつ積分要素、すなわち

$$q^{(1)}(t+T) = b_0(t)m(t) \quad (2)$$

の特性をもつものを選び、これに対して上の条件を満足する適応制御を考案している。まず、(1)式の I_e を実際上の制限より t から $t+\tau'$ まで積分す

$$I_e = \int_t^{t+\tau'} \{ \lambda(\sigma) [Q(\sigma) - q(\sigma)]^2 - q'(\sigma - T)^2 + m^2(\sigma) \} d\sigma \quad (3)$$

とし、これを最小にするような $m(t)$ を求めると

$$m(t) = -\frac{b_0(t)}{2} K_0(t) - b_0(t) K_{00}(t) q(t) - b_0(t) K_{00}(t) \int_{t-T}^t b_0(\xi) m(\xi) d\xi \quad (4)$$

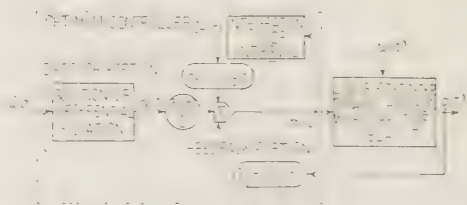
となる。

上式の $m(t)$ が必要とする最適調節器の出力であるが、上式で $K_0(t)$, $K_{00}(t)$ は計算機によって

$$K^{(1)}(\mu) = -\lambda(\mu+T) Q^2(\mu+T) + \frac{b_0^2(\mu)}{4} K_0^2(\mu) \quad (5)$$

$$K_0^{(1)}(\mu) = 2\lambda(\mu+T) Q(\mu+T) + b_0^2(\mu) K_0(\mu) K_{00}(\mu) \quad (6)$$

$$K_{00}^{(1)}(\mu) = -\lambda(\mu+T) - b_0^2(\mu) K_0^2(\mu) \quad (7)$$



第 3 図

を解いて求めた。また、それとて、これは計算機で、一種である。第1図は計算機として用いられた適応制御系の構成線図である。これはループ系であるので、外乱に対しても制御することはもちろんである。(長谷川)

13-404. 管理適応制御系

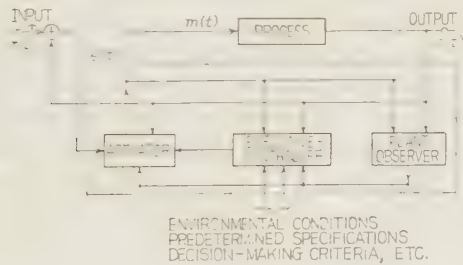
Robert Staffin: Executive-Controlled Adaptive Systems. [Appl. and Industr., No. 46, Jan., 1960, p. 523~530]

自動制御分野における制御対象の複雑化とともに、制御対象の特性が変動したり、信号の性質が時間と

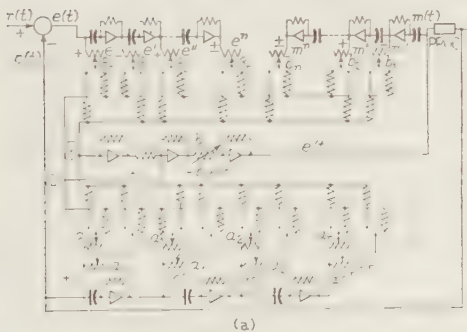
もに大きく変動したり、さらに制御対象の特性がよくわからない、制御対象を制御する自動制御系を設計することが必要となってきた。表題となっている管理適応制御系 (Executive-Controlled Adaptive Systems) とは制御対象と信号の性質の変化に対して適応性を持つ制御系であり、本論文はその構成法について、三つの方法を提案している。この制御系は第1図に示される構成を持ち、補償回路は計算機であり、3部分よりなる。プロセス観察部 (Plant observer) はプロセスの動特性を測定し、管理部 (Executive controller) は操作部に動作信号を与える。操作部 (Actuator) はこの両者からの情報により信号に対する伝達関数を決定する。実際の回路構成法の一つは、プロセス観察部においてプロセスの入力、出力およびその伝達関数の次数に応ずるだけの微係数を、その次数に応ずるだけサン

プルして連立方程式を作り、この解として制御対象の伝達関数の定数を求める方法であり、第2図に示す。図において $a_1 \dots a_n, b_1 \dots b_n$ は制御対象の伝達関数の定数である。他の

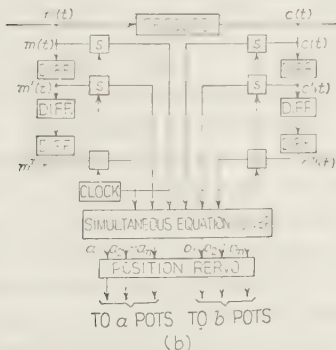
方法は、第3図に示すように制御対象の伝達関数中で、もっとも全体の特性に影響を与えるものは、それに含まれる二次振動系であると考え、この振動系の固有周波数を、その上下の二つの周波数の正弦波を加えることにより決定し、この二次振動系を打ち消す伝達関数をリーレにより選択して制御対象の特性変化を補償する。このほかに、これと同様の考えにより、正弦波の代わりにインパルス応答を用い、固有周波数と減衰定数を決定し、これを利用する補償法も示している。(長谷川、桑原 彰)



第1図 管理適応制御系



(a)

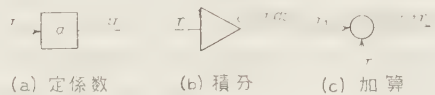


第2図 微分方程式による方法

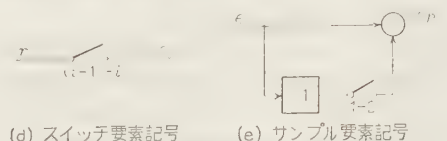
13-405. 線形周期的フィードバック系の記号表示法および解析法

Edward O. Gilbert: A Method for the Symbolic Representation and Analysis of Linear Periodic Feedback Systems. [Appl. and Industr., No. 46, Jan., 1960, p. 512~523]

最近特にその発展が目立っている種々の周期的な不連続制御系の統一的表现法およびその解析法について、新しい方法を提案している。まず第1図に示す係数器、積分器、加算器、スイッチ、サンプラの5種の単位要素によって、ちょうど関数相似形電子計算機に方程式を分解、セットするように、周期的な不連続制御系を新しい表示の構成線図に書き直す。この線図において、積分器の入力、出力の関係を各時間および時点について求め、その結果得られた連立方程式を解くことにより系の動作を解析するのである。第2図 (a) のデジタル計算機とクランプとの組み合わせは、第

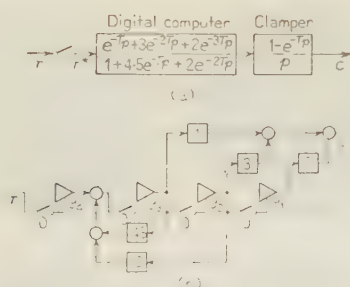


(a) 定係数 (b) 積分 (c) 加算



(d) スイッチ要素記号 (e) サンプル要素記号

第1図



第 2 図 デジタル計算器およびクランプ

2 図 (b) で書き換えられるが、この系では基本同期 T がサンプル同期と一致し、したがってサンプル時点におけるリセット方程式 [たとえば $y_3(nT+) = -4y_3(nT) + y_4(nT)$] および次のサンプル時点までの間の微分方程式 (たとえば $\dot{y}_3 = 0$) を各積分器の入力、出力 y (これを State variable, またこれらの群を State vector と呼ぶ) について求め、それぞれをマトリックス表示すればこの系の動作をこれで表わすことができる。

しかしながら基本周期内にさらにいくつかのサンプリングまたは (および) 有限パルス期間がある場合には、新しい記号による構成線図には、プログラムにしたがって動作するスイッチが組み合わされて系の定数の不連続変化を与える。この場合には普通のサンプル値制御と異なって、基本同期 T に対するリセット方程式群および微分方程式群は一つずつではなく、その基本周期内のサンプリングの数 M に相当するリセット方程式群の数、基本周期内で系の定数が変化しない時間間隔きの数 N に相当する微分方程式群の数が存在する。(この M, N は動作の種類の表示に便利) これらを複合マトリックスによる二つの方程式にまとめ、これにより一般的な解法を説明している。最後にこの方法を用い、Finite pulse 制御系の解析を行っている。

この方法は複雑な動作をする系に特に有用であることが討論によって認められている。(長谷川)

13 406. 文字の自動認識

D. A. Young: Automatic Character Recognition. [Electronic Engng, Vol. 32, No. 383, Jan., 1960, p. 2~10]

現在実用あるいは研究段階にある文字認識方式はいくつかあるが、この報告では初めにそのうちの数例をとり上げて解説している。

もともになるマスタパタンとの比較で文字を認識するものでは Solartron ERA と E.M.I. FRED が実用の域に達している。これらはおもに数字の認識を行うもので、その認識速度は 10,000 字/s に達しており、入力装置が許せばさらに高速も可能である。

もっとも進歩した注目すべき方式として本報告では Sprick と Ganzhorn (IBM Germany) のものを取り上げている。これは文字の輪郭を追尾してその微分パルスの位置と向きから認識するもので、字形の変化にあまり感じない特徴をもつ。

次にこの報告ではいままでの研究に欠けていた文字の形のうち、意味を表わす基本的な特徴についての考察を行っている。これによると

(a) 文字の線の方向の相対的变化, (b) 文字の線の相対的な長さ, (c) 一つ一つの文字のもとになる構成, (d) 文字の構成要素の形, (e) 文字の向き, (f) 線の比較的な近さと続きぐわい, (g) 一般的な読みやすさ。

文字を認識するには、したがって本質的な文字の形その範囲の定義が必要になる。特にここで、は大文字の A についていろいろの変形の実例をあげて議論したのち、そのくわしい定義を次のように述べている。

他のどの向きよりも Y 方向に負のへこんだ一つの曲線で、その下の端は明らかに分れており、水平に対し平均して 45° 以内の横線をはさんでいる。そして曲線の両端は横線の両端またはその延長をこえていること。曲線の両端に接する線は水平に対し 45° 以内の向きであること、そして曲線の端の脚は Y 方向に他方の脚の $3/4$ より長いこと。

さらにこれを実用上割合正しく書かれた字に限るようにより簡単化した定義として

他のいずれの方向よりも Y 方向に負のへこんだ曲線で、その下端は大体水平で明らかに分れており、ほぼ水平の線をはさんでいる。曲線の両端は横線の両端またはその延長をこえていること。

このような定義がすべての文字について決めるとして、この定義に基づいて文字を認識する適当な装置を作ることを提議している。(元岡, 山口精雄)

13-407. レオナード方式による

高精度速度制御

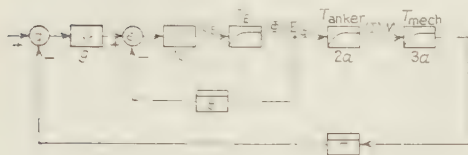
H. J. Bederke: Drehzahlgeregelte Leonardantriebe grosser Genauigkeit. [Elektrotech. u. Maschinenbau (EuM), 76. Jahrg., Fe 23, 1. Dez., 1959, S. 557~563]

近時、レオナード速度制御系の精度向上の要求が強まり、 0.1% の精度はすでに現在の問題となっている。制御系の精度は、基準値発生部および制御量測定精度により上限が定まり、特別のくふうをすればこれらの精度を上げることは可能である。しかしながらレオナード発電機を含むこの速度制御系は、発電機の大きな時定数と非直線性のために、大容量の場合は精度を上げることが困難になる。本論文はこのような場合について実際の数値例についての補償方法を示している。第 1 図に装置の構成を示す。レオナード発電機



K: 定電圧源, V_1 , V_2 : 増幅器, A: 負荷,
T: 速度計用発電機, G: レオナード発電機,
M: 電動電動機

第 1 図 速度制御系の構成図



第 2 図 制御系の構成図

G につながれた電動機 M により負荷 A は駆動される。速度計用発電機 T により速度を検出する。誤差は増幅器 V_1 と V_2 により増幅され、発電機の界磁を制御する。点線は発電機端子より電圧を測定する入力への負帰還を示す。第 2 図は制御系の構成図を示す。 T_m はレオナード発電機界磁回路

の時定数, T_{anker} は発電機、電動機の電機子回路時定数, T_{mech} は電動機の時定数を示す。設計した 1 MW の電動機を含む制御系では $T_m=2.2$ s, $T_{anker}=0.2$ s, $T_{mech}=2.5$ s であった。このような制御系では高精度を得るためには特別な安定化の方法が必要であり、そのために発電機端子電圧を磁気増幅器入力に負帰還して、制御系の中に一種の電圧制御系を作っている。この方法の利点は次のようなものである。(1) 電動機部分の利得が一定となる。(2) 発電機界磁回路の時定数 T_m が減少する。(3) 電圧や周波数の変動による増幅器 V_2 の特性の変化および発電機駆動電動機の回転数変化や発電機の電機子反作用が補償される。この負帰還のために発電機界磁回路の時定数は 0.7 s に減少した。さらに真空管増幅器部分に補償回路を入れて全体の特性を改良する。進み回路で補償した場合は制御系の速度誤差定数は 12.6 であり、精度が不十分なので進み、遅れ回路で補償すると速度誤差定数は 126 となる。この種の制御系では外乱に対する応答がもっとも重要なので、外乱に対してよい応答をするように補償回路を設計する。(長谷川, 桑原 彰)

特 許 紹 介

85. 電力変成装置

特許 257326 (特公 昭 34-6561)

発明者 John Leslie Boyer & Charles Ray
Marcum

特許権者 W. H.

この発明は定格がピーク電流値により定まる形の整流器 (たとえばイグナイトロン, 半導体整流器) を, 3 重対角結線に構成し, 経費と電力の総合的節約を得ようとするものである。

従来, 3 重対角結線には軽負荷時に著しい電圧上昇があって, この結線の利用が著しい制限を受けていたのであるが, この結線には下記のような特徴がある。すなわち, 整流器の 3 重対角結線の場合に要する変圧器の容量は, 2 重星形結線にくらべ 15% 大きい。しかし, 3 重対角結線は電流のピーク値が低く, その通電期間が 2 重星形結線の場合 120° であるに対し, 3 重対角結線の場合 180° で長いので, 整流器の電圧降下が少なく, これは効率が良いことを意味する。また各整流器の相電流は 18% 減少するので, ショ断器や変圧器のブッシングに要する電流定格は少なくなり, さらに故障電流が著しく減少するので, 変圧器の機械的補強に要する程度が少なくなり, 整流器自体を破損する機会が少なくなる。

この発明では, マスリン氏の特許による相間リアク

トルをこの 3 重対角結線に利用し, 軽負荷時の電圧上昇を防止し, 上述の特長を生かしている。

半導体整流器は, 故障電流の大きさいかんにより特に破損を受けやすくなるので, 故障電流の約 42% の減少はこの発明の適用において特に効果がある。

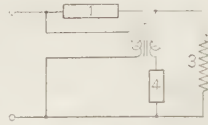
86. 可飽和リアクトルを用いた 電圧制御回路

特許 258002 (特公 昭 34-7468)

発明者 木下清宣

特許権者 新電元

負荷回路に直列に可飽和リアクトルを接続して電圧を制御する場合に, 負荷電流が小さいときの出力電圧の上昇を防止するために, 負荷に並列にリアクトルを接続することが一般に行われているが, それでも負荷電圧をきわめて低くしたい場合には, リアクトルを流れる電流もきわめて小さくなり, 所期の補償作用を得ることができない。この発明はそのような場合に, 並列リアクトルに強制的にほから電圧を加えることによって, 出力電流がきわめて微小であっても, 並列リ



第 1 図

アクトルの電流が所要値を保持するようにして, 上記の補償作用を完全にしたものである。第 1 図はその一

例を示すもので、1は可飽和リアクトル、3は負荷、4は並列リアクトル、5は変成器である。このように入力側からの交流電圧は変成器5を介して並列リアクトル4に加わるようになっていて、並列リアクトル電流を負荷の大小に関係なく所要値に保持することができるものである。

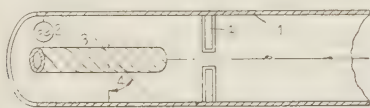
87. 円形中空導体内に H_{01} 波を 励振する方式

特許 259022 (特公 昭 34-7510)

発明者 H. Kaden

特許権者 S & H

従来、円形導波管内に H_{01} 波を励振する手段としていろいろな装置が考えられていたが、いずれも構成が複雑で変換効率も悪いものが多かった。



第 2 図

この発明は第2図に示すように、円形導波管1の始端にこれと同軸的に螺旋導体3を配置し、発振器2から帰電するもので、これによって円形導波管内には E_{01} 波と H_{01} 波が同時に発生するが、伝送路の途中に管軸に対して多数の導電板を放射状に配置したフィルタ4を設けることによって E_{01} 波を抑圧し、 H_{01} 波だけを円形導波管内に励振させるものである。

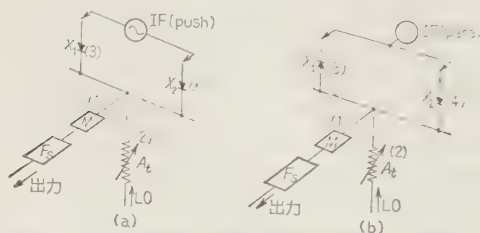
88. 極超短波周波数変換装置

特許 259738 (特公 昭 34-7681)

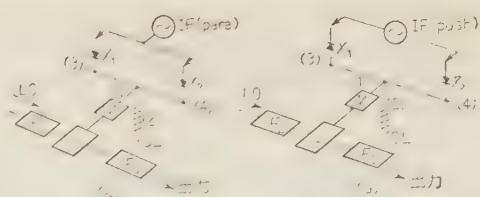
発明者 川橋 猛

特許権者 日本電気

この発明は、送信用平衡形周波数変換装置(中間周波と極超短波の混合回路)で、従来問題になっていたイメージ周波数の悪影響を除くために考えられたもので、第3図と第4図に示すように、従来周知の平衡形周波数変換装置で、共役関係にある(3)、(4)の分岐の長さを極超短波の波長の約1/4の奇数倍ずらしたものである。このようにすることによって、非常に効果的にイメージ周波数の悪影響を除くことができる。



第 3 図



第 4 図

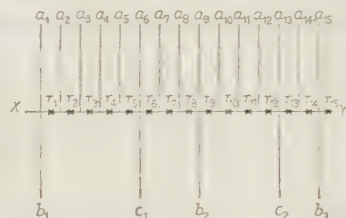
89. 伝送回路群の開閉方式

特許 258126 (特公 昭 34-8065)

発明者 板井時夫

特許権者 電電公社

この発明は第5図に示すように、直流を伝送してくる多数の導入回路 a_1, a_2, \dots, a_{15} を1本の連結回路 XY に接続し、この連結回路 XY に沿ってこれらの直流を一方にだけ通過させるように整流器群 r_1, r_2, \dots, r_{15} をそう入し、連結回路 XY の所々から制御回路 c_1, c_2 と導出回路 b_1, b_2, b_3 を分枝させ、所望の時間継続する直流を制御回路 c_1, c_2 から連結回路 XY に流入させることによって、この継続時間中制御回路 c_1, c_2 の分枝点から連結回路 XY に沿って直ぐ上流に設けられ



第 5 図

た整流器 r_5, r_{12} と、さらに上流にある最初の導出回路 b_1, b_2 の分枝点の直ぐ下流に設けられた整流器 r_1, r_9 との間の甲区間で、連結回路 XY と接続された導入回路群 a_2, a_3, a_4, a_5 と a_{10}, a_{11}, a_{12} からの直流の流入は阻止するが、制御回路 c_1, c_2 の分枝点から連結回路 XY に沿って直ぐ上流に設けられた整流器 r_5, r_{12} と、連結回路 XY に沿って下流にある最初の導出回路 b_2, b_3 の分枝点の直ぐ下流に設けられた整流器 r_9, r_{15} との間の乙区間で、連結回路 XY と接続された導入回路群 a_6, a_7, a_8, a_9 と a_{13}, a_{14}, a_{15} からの直流は阻止することがなく通過させるようにした伝送回路群の開閉方式である。

この発明によれば、たくさんの回路によって導入されてきた直流群のうち、所望の直流群だけを一挙に阻止したり通過させたりできるから、電子計算機や電話交換機に用いて特に効果が多い。

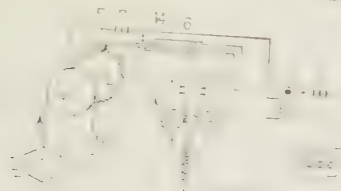
90. 自動開放形接点継電器を介在 させた遠隔測定装置

特許 257705 (特公 昭 34-8088)

発明者 天野一郎

特許権者 気象庁長官

この発明は、接点機構によって変位量をパルスに変換して遠隔測定を行うもので、1対の電磁石によって交互に動作する自動開放形接点継電器を介在させて、計測時以外は電源から回路を切り離しておくようにしたものである。これにより各部の損耗を保護することができる。第6図の実施例について説明すれば、測定量



第 6 図

の増加によってフロート 1 が変位するとローリ 2 が回転し、同軸上の歯車 4 も回転して爪 5 が歯面を上下

し、したがって舌片 14 は接点片 6 の上側または下側に接触する。舌片 14 が接点片 6 の下側に接すれば、回路が閉じて継電器 12 が作動し、計数器 13 を一つ歩進させる。それと同時に電磁石 9 が鉄片を吸引して接点 10 を開くので、全体の回路は開放される。上側に接触した場合も同様に、計測と同時に電源から回路を開き、以後同じ動作をくり返して測定するのである。

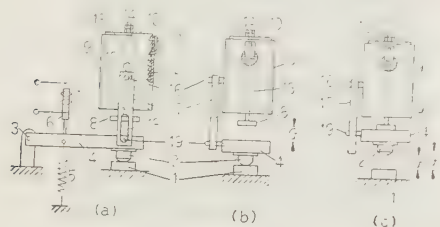
91. 電気接点ギャップの自動調整装置

特許 259359 (特公 昭 34-8229)

発明者 桂 伊津美, 松崎寅夫

特許権者 東京芝浦電気

この発明は、開閉器の接点ギャップを自動的に常に一定に保つ調整装置に関するもので、第7図(a), (b)のように固定接点1と対向する可動接点2の取付け腕4の背面で、両方の接点ギャップGと同一距離を隔ててシリンダ9内に一方向にだけ移動することができるようにしたピストン10に、支持軸13を介してストップバネ11を、ピストン10に固定され、シリンダ9の側面に孔設した長孔15に遊挿したピン16に一端を固定し、取付け腕に固定したピン19を遊挿した遊孔18を持つ連結棒17をもってピストンと取付け腕とを連結したもので、接点消耗以前の開閉動作時には可動接点の取付け腕に固定したピン19が遊孔18内を遊動するだけで、調整装置にはなんら作用をおよぼさない。しかしいずれかの接点が消耗し、そのギャップGがG'になること、すなわち開離時から(a)図の閉路時に至る過程において、行程G中は調整



第 7 図

装置に無関係に接点2は降下するが、消耗量 $G'-G$ の間はピン19が遊孔18の下端に係合し、連結棒17をも $G'-G$ だけ降下させて接点1と閉合する。連結棒の降下につれてピストン10もシリンダ9内をすり降下し、ストップバネ11を $G'-G$ だけ下方に移動させるから、ストップバネ11の下面と取付け腕4の上面とのギャップは不変距離Gを維持する。したがって再び接点1, 2が開離した場合、接点が $G'-G$ だけ消耗したにもかかわらず両接点間は自動的に所定のギャップGを維持することができる。

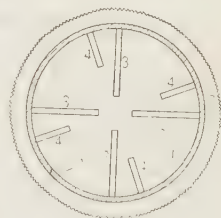
92. だ円偏波調整方式

特許 258883 (特公 昭 34-8261)

発明者 桜井時夫

特許権者 電電公社

この発明は一般のだ円偏波を伝送する導波管に設け、通過するだ円偏波の姿態をくずすことなく反射、整合、分波などの電氣的調整を行うもので、第8図はその横断面図を示し、円筒状導波管1の壁に長針3を、また管軸のまわりに回転する可動環2に短針4をそれぞれ植え付け、3と4はともに導波管軸に対して4回軸対称になるように配置し、可動環2を回転することによって4回軸対称性はくずれることなく、ただ3と4の間隔だけが変化できる構成としたものである。したがって、3と4の間隔を変えることによって、伝送されるだ円偏波の姿態をくずすことなくインピーダンスを調整することができ、



第 8 図

また3と4の間隔によって長針3の共振周波数が変わるので、所望の周波数の電波を共振させてこれを反射させることができる。以上のように、この発明は簡単な構造で伝送されてきただ円偏波の姿態をくずすことなく、簡単に整合、反射、取り出しをすることができるように調整できるから、マイクロ波分波器として使用してすぐれた効果がある。

93. 切換式遠方測定装置

特許 259568 (特公 昭 34-8280)

発明者 池田正一郎

特許権者 日立製作所

この発明は、多数の測定量を監視所で検知するにあたって、監視所に設けた操作用開閉器を順次切り換えて被制御回路の電圧を順次逆極性関係に切り換え接続し、複数の測定量を共通の計器で順次指示するようにしたものである。

第9図の実施例で、(S)は監視所、(O)は被制御所でこれらにはそれぞれP, NやP', N'の電源を

ニ ュ ー ス

◆ ビルマ、バルチャン電力開発第一期完成

日本工営が 1954 年ビルマ電力庁から依頼を受けて調査、設計、監督したバルチャン電力開発は、ビルマと日本政府との賠償協定に基づき、わが国の電気業界のほとんどが関係する総合力によって、1960 年 3 月末その第一期工事が完成、4 月 1 日ビルマ政府に引渡され営業運転にはいった。

この電力開発は、ビルマ北方サルウィン川の支流インレ湖より発するバルチャン川を、カヤ州ロイコー市近郊のロウゴバで、約40m、落差をもち、240 MWを発電し、ヒンマレーからラングーンへ向かう地電マンドレーまで送電、付帯の電力需要に充てるものである。一回その第一期工事として、バルチャン第二発電所84 MW、ラングーン送電線 230 kV 250 マイル、ラングーン変電所 60 MVA が完成したわけである。バルチャン第二発電所は 31 MVA 水車発電機3台を設備し、第二期で同容量3台をすえつける計画で、ラングーン変電所は、60 MVA 1バンクを第一期で完成し、ラングーン電力庁の 33 kV 送電網に接続された。なお、送電線は現在 132 kV で運転中で、現在建設中のバルチャン発電所 ブースタ 100 MVA バンクが完成すれば、230 kV に見出される予定である。

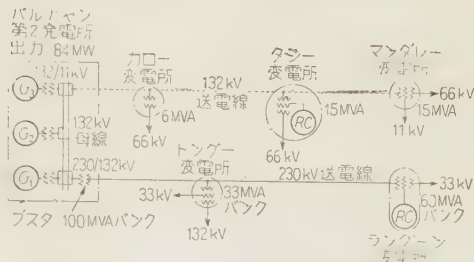
主要設備は次のとおりである。

バルチャン第二発電所

水車(日立): 有效落差 1,390 ft, 40,000 BHP, 428.5



バルチャン第二発電所



バルチャン送電系統図

rpm, 横軸ベルトン双輪4射オーバーハング形3台
 発電機(日立): 31 MVA, 11 kV, 428.5 rpm, 横軸回
 転界磁閉鎖風道冷却器付三相交流同期発電機3台
 主要変圧器(三菱): 132/11 kV, 10.3 MVA 単相水冷
 式10台(内1台予備)

レハ断器(東芝): 132 kV, 2,500 MVA, 圧縮空気吹付形5台

配電盤その他スイッチギヤ一式（東芝）

搬送電話(日電): 10 W 信号呼出 1 台

中性点接地方式: 132 kV 側 直接接地

なお土木工事は鹿島建設、鉄管路は日本鋼管、酒井鉄工、各機器の据付は各メーカーで施行された。

ラングーン変電所

調相機(富士): 30 MVA, 11 kV, 750 rpm, 橫軸回轉
界磁空氣冷却式同期機 1 台

主要変圧器(日立): 230, 220, 210, 200 kV/33 kV/11 kV, 20 MVA/20 MVA/11MVA, 単相, 4 台(内 1 台予備)

シヤ断器(東芝): 230 kV, 3,500 MVA, 圧縮空気吹付形1台

33 kV, 1,000 MVA, 壓縮空氣吹付形 6 台

配電盤およびスイッチギヤ一式（東芝）

搬送電話(日電): 10 W 信号呼出 1 台

中性点接地方式: 230 kV 側 直接接地

33 kV 側 “ ”

各機器は各メーカーがすえつけを施行した。

送電線

送電線は日綿実業が一括受注し、主要材料は次のとおりである。

電線(古河電工他6社): 795,000 CM ACSR

銑塔(若松服部、日立造船他3社):烏帽子形

がいし(日本磚子): 10 in ボールソケット形

本「事」はインド、クロンプトン社にて施行された。

なお送電線のバルチャン発電所より北方に延び、マ
ンダレーまで達する分は現在建設中であり、また数個
所の変電所も近く着工されるので、これらが完成され

から、ハンマーでたたける場合は、南北にわたってビルマの海岸に傾斜するわけである。

◆ 塩害を防ぐシリコンコンパウンド

シリコンオイルを薄くシリコンコンパウンドが東洋電機工業でつくられており、最近、発表された。

通常電球の電球が燃えて、シリコンオイル類は使用に耐えておらず、シリコンオイルは、電球管などに溶けて導電性の液体を形成し、フラッシュオーバー電圧の低下をきたすが、特に塩害が原因で、シリコンオイルなどはその害がひどく、シリコンオイルはフラッシュオーバー電圧は清浄状態のときの数分の1となることもある。

今回発表されたシリコンコンパウンドはシリコンオイルに微細なシリカ粉末を配合したグリース状のもので、すぐれた撥水性と電気絶縁性をもっている。これを電球の表面に塗っておくと、塩分やちりが付着してもそれを吸みこんで、表面は常に撥水性をもつシリコン層でおおわれている。したがって水がかかっても電球の中の電極が溶けることがなく、水の撥水性のあるため蒸気をぬらさず、つねに高い表面絶縁抵抗を保ち、フラッシュオーバー電圧の低下を最小限におさえることができ、事故の発生を防止できる。

東芝では本府電力千葉火力発電所をはじめ各電力会社のほか、シリコンに採用し、台風時の塩害その他に好結果を得たと発表している。これを発売したが、いしは、シリコンなどとするものの製造が容易で、布、紙などで簡単にできあがることである。このコンパウンドの特性の一例は次のとおりである。

外観 白色半透明グリース状

硬度 25°C、224~235、25°C、1.05

揮発率 15分、24h、10%以下

耐熱性 150°C、24h、3%

耐水性 100°C、24h、軟化しない

耐電圧 10¹⁴Ωcm以上、絶縁破壊の強さ 1.5
25°C、1mm以上

メーカー 東芝工業

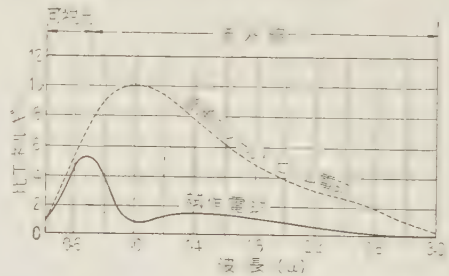
◆ 熱を発散しない電球

カラーテレビやオーディオ用として、熱を出さず、照明の目的で使用する電球が、東芝ではこのたびに完成された。これは、シールドビーム形電球の試験で完成した。

この電球は、電球でもなく、電球でもないので、一般に電球から発する熱の90%が赤外線で、これが熱を発散するわけであるが、この電球では赤外線を発散させないようガラス面に特殊な塗料が塗られている。すなわち普通のシールドビーム電球（たとえば自動車の前照灯）ではガラス面にアルミニウム鏡を使っているのに対し、これには可視光のみを反射し、赤外線は透過するコールドミラーを使っている。



左：普通電球、右：試験電球
レコードに照射1分間後の電圧



コールドミラーはアルミニウム反射鏡にくらべ、放熱量は1.3に増減するが、可視光線の光量はわずか5%だけ少なくなるに過ぎない。このコールドミラーは電球の中に封じこまれるので、空気中に置くものとは違った特殊な膜で作られる。

試作した電球は1個が14V 20Aで、これを7灯直列につないで1バンクとし、100Vの電圧から点灯できるようになっており、5mの距離で10万ルクスが得られ、従来の5kWのスポットライトに匹敵し、またその寿命は同じ規格の普通のシールドビーム電球よりむしろ長い。用途はスタジオ照明をはじめ、舞台、手荷台、スポーツ照明などがあり、経費が不要でしかも熱をさけない所、たとえば商店のスポットライト、アトリエ照明など広範囲にわたると考えられる。

◆ 溶融水晶を使った新しい標準コンデンサ

明電舎では、このほど溶融水晶を使った新しい標準コンデンサを完成した。この新製品は、電気試験所の指導のもとに行われたもので、微小コンデンサについては同所が申請中の実用新案によっている。

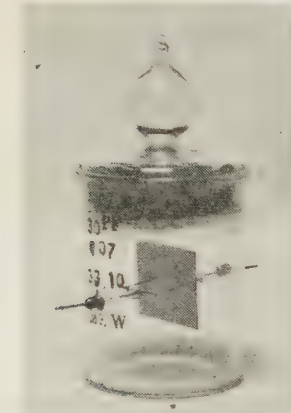
今回発表されたものはIG形、ST形、MT形およびHC形の4種で、その構造は溶融水晶を誘電体、貴金属を電極とし、必要な場合にはガード電極をもち、特に高周波容量標準として設計されたものである。

その特長は (1) 溶融水晶を使っているため物理的、化学的に安定である。(2) 誘電体に蒸着膜状の電極が密着し、かつ特殊処理が施してあるため電極、誘

電体相互関係が堅牢安定である。(3) 単純な構造で、振動に対しても容量不変である。(4) 漂遊容量がきわめて小さい。(5) 小形軽量で取り扱い容易である。(6) 気密容器のため経年変化が少ない。(7) 熱膨張係

数が小さい誘電体で温度による容量変化が少ない。(8) 周波数特性および損失は全電コンデンサである。

その用途は各種測定器の容量標準として G 形(写真参照)、ST 形、真空管電圧容量測定器の標準として ST 形、MT 形、水中振動子の並列容量標準として ST 形、HC 形、電子



溶融水晶コンデンサ (G 形)

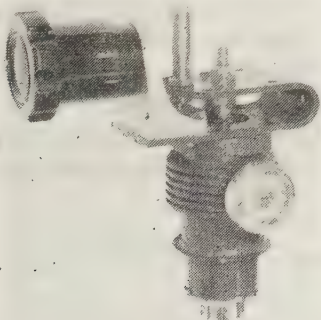
線路として安定度の高い容量値を持った高周波回路コンデンサとして HC 形。

容量範囲: 0.001~150 pF (0.001~1 pF を微小容量とよぶ)、偏差: $\pm 1\%$ 以内、周波数特性: 5×10^{-4} 以内 (30 c/s~1 Mc)、温度誤差: 常温 $\pm 1 \times 10^{-5}/^{\circ}\text{C}$ 以内、直流漏れ抵抗 $10^{10}\Omega$ 以上、損失係数: 10^{-5} Rad 以内

◆ 国産初の 4 ミリ波帯クライストロン

電波管では、すでに数種のミリ波帯の電波管を製品として発売しているが、この 4 ミリ波帯の波帯管はクライストロン方式に属する。従来の波帯管では、高調波による高調波以外に波源を持たない。この波帯管では、もっとも有力な信号源を有することになり、電波、通信などの実験は一段と進歩を遂げるものと期待されている。

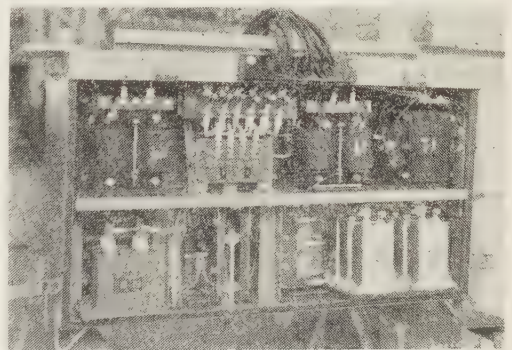
写真は試作クライストロンの外観である。以前発表された 50 V 10 とほとんど同じ形状で、導波管だけが異なっている。導波管出力形で、WRJ-75 導波管を使



用している。空洞、リペラーなど波長に比例して小さくなっているため、加工、組立に苦心を払い、また直径 0.3 mm、電流密度約 90 A/cm² の電子ビームを得ることに困難があったという。動作規格は、空洞電圧 350 V、空洞電流 30 mA、ヒータ電圧 6.3 V、グリッド電圧 -45 V、リペラー電圧 -50~-300 V で、発振周波数範囲は 60~75 Gc、出力 数ミリワット以上、試作機の一つでは、65 Gc で 20 mW を得ている。この値は改良によりさらに向上する見込みがある。電子同調範囲は約 150 Mc でヒステリシスは少ない。また同調範囲内では切れ目なく発振する。入力が大きいため、動作開始直後は出力や周波数などが浮動するが、熱的に平衡に達すれば安定度は良好である。

◆ トランジスタ制御式電動発電機調整器

電車で交流電動発電機の制御には、従来磁気増幅器を使用したものが多かったが、昨年 12 月に営業運転を開始した近畿日本鉄道名古屋線用 1600 形電車には、トランジスタ制御式調整器が使用されている。トランジスタ制御式調整器は、従来使用していた磁気増幅器のかわりにトランジスタを使用したもので、日立製作所により完成された。従来、電動発電機の出力電圧、周波数の変動は $\pm 6\%$ 程度であったが、トランジスタの使用により、ゆうに $\pm 5\%$ 以内におさえることができる。(写真は調整器の外観)



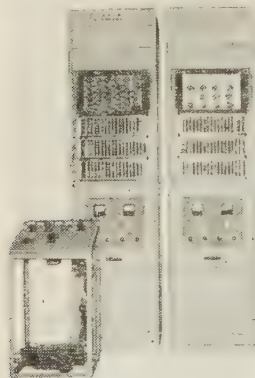
◆ 全トランジスタ式遠方監視制御装置

明電舎では、写真のような全トランジスタ式遠方監視制御装置を完成し、九州電力姦島変電所に納入した。

一般に、全トランジスタ式は継電器式のものに比較して、次のような長所を持っている。(1) 継電器の接触不良による動作の不安定さがない。(2) 継電器のようなひん度による寿命がない。(3) 高速の情報伝達ができる。速度は従来の継電器式の約 5 倍。(4) 小形、軽量である。継電器式に比較して容積は 1/2、重量は継電器部分で 1/5。(5) 電源容量が小さくてよい。容量は継電器式の約 1/10。(6) 保守がほとんどいらぬ。

本装置の仕様と特長は次のとおりである。

〔仕様〕 被制御所数：4、被制御所あたりの最大ポジション数：100 ポジション、操作方式：一挙動方式、伝達方式：搬送方式、搬送の変調方式：FS 方式



配電盤のふたをとり内部の構造を見たもの

の絶電器を使用し、絶電器の接点数をできるだけ減らしてある。(4) サージの侵入に対し各種の工夫がしてある。

◆ 実験室を出たマイクロエレクトロニクス

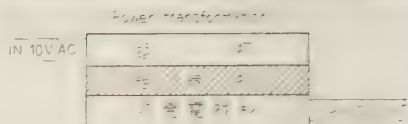
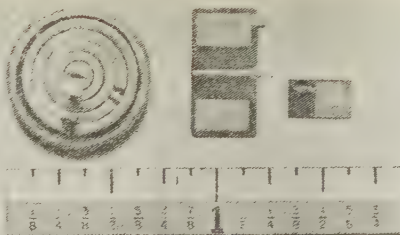
宇宙時代や電子計算機の進歩に拍車をかけられて、電子機器を小形化したいとの要求は強く、Microelectronics engineering は実験室から実用時代へと進んでいる。

こういう考え方は、戦後 Tinkertoy などとして見られていたが、一般には印刷回路の普及で知られていた。これをさらに小形化する努力は Microminiature といわれて、各種の部品を小形化することに向けられていた。つまり印刷回路と普通の回路との間で、部品については一対一の対応が成り立っていた。

ところがトランジスタの発達に伴って、半導体を基板とした1個のブロックに、各種の材料を立体的な構造で加工することにより、同じ機能を果す回路でありながら、部品については一対一の対応が明りょうでないものが作られるようになってきた。

この考えには Microminiature と違うところがあるので、Microelectronics と呼ばれている。そしてこれを実現するために、アメリカでは有力な会社が競争して研究を続けてきたが、最近になって、それぞれ特色のあるものが発表され始めた。いずれも各社で特有の名前がつけられている。たとえば Texas Instrument の Solid circuit, R.C.A. の Micromodule, Fairchild の Micrologic などである。

これらを作るのに基礎になっている技術は、Mesa 形トランジスタを完成するために開発されたものが主体であるが、一方、抵抗、コンデンサ、コイルを半導



体で作る原理が認められるようになってきたことも大きな根拠となっている。

その間にあって、Westinghouse はシリコンの単結晶をひも状に量産する Dendvite 方式に成功して、Microelectronics の実現にこれを用いたことは、わが国でも新聞紙を眠らすようになった。これは Cellular electronics とか Moletronics とかいわれるが、適切な名前と思われない。写真は同社が公開したサンプルで、左からそれぞれ音声周波の増幅器、マルチ・パイプレータと2段のビデオ増幅器で、下にあるスケールでその大きさがわかる。

なおこの思想によると、図のような構造でフーランドのいらない直流電源を作ることでもできる。

◆ スイス電話交換網完全に自動化

1959 年 12 月 3 日スイスの唯一の手動局 シュール交換局の自動改式により、スイス交換網の全自動化が完成した。1919年初めて1,600 回線のチューリッヒ手動局が開通して以来、多数の自動局がこれにつづいて開通し、現在のスイス人口 500 万人に対し 100 万回線、150 万電話機の普及を見たことは注目し直するものがある。市内交換の自動化と並行して、1927 年手動即時サービス、1930 年加入者ダイヤルによる全自動交換の開始とともに、全自動交換地域は拡大され、3 種の交換方式間の接続に問題があったが、各運営会社との協力により方式を統一する上での協議がなされ、相互接続が可能となった。

かくて 1932 年 50%、1942 年 90% と自動化は急速に進んだが、自動化の導入にともないトラフィックの増加も著しく、中継線網の再編成、機器製造の平順化、交換手の失業対策および経済要因などの理由により、全自動化の達成には 17 年を要した。国際交換については C.C.I.T.T. の努力により欧州各地と半自動による即時サービスが行われ、その地域も急速に拡大されつつある。

これら電話交換自動化による成果を見ると、年間 1

億フランをこす有利な国家財源が確保され、また、もし現在手動交換によるとすれば 22,000 人の交換手を要し、2 億フラン以上に達する給与を支払うことは実際上不可能であり、今日の繁栄を見ることはできなかったであろうと思われる。1958 年には、1920 年の通話数の 900 % 増に対し、30 % の人員増によりまかなわれたことによっても明らかである。

後の電報は自動化により有用性を増し、ますます広範囲の人々の間に浸透し、年々加入者数の大なる増加と、かなりのトラフィック増加は明白であり、1980 年ごろにはスイス国電話機数は 300 万台へ上昇が予想される。(U.I.T. 誌より)

◇ 総理府に宇宙開発審議会

4 月 30 日に総理府設置法一部改正の法律が国会を通過し、宇宙開発審議会が新たに総理府に設置され、内閣総理大臣の諮問に応じて宇宙の利用および宇宙科学技術に関する重要事項を調査審議することになった。この法律改正に基づいて、内閣は政令によって宇宙開発審議会令を 5 月 16 日に制定し、審議会は、(1) 委員 30 名以内で組織され、その互選によって会長がおかれること、(2) 委員の任期は 2 年とすること、(3) 専門委員および幹事をおきること、(4) これらの委員および幹事は関係行政機関の職員および学識経験者のうちから総理大臣が任命すること、(5) 審議会の庶務は科学技術庁計画局が文部省大学学術局の協力を得て処理すること、などが決定された。

注目すべき点は審議会は総理府に設置されたのであるから、大学関係の問題をも包含することになるのであって、前述の第 (5) 項が意味を持ってくる。(4) 項に関連して電気学会関係の委員は、甘利省吾、後藤以紀、高木昇、難波捷吾、前田憲一、青野雄一郎の諸氏。その他の委員の中には気象庁長官、天文台長、経団連事務局長、および政治評論家の細川隆元氏らがいる。会長は IGY 当時からこの方面の最高企画の責任者であった兼重寛九郎氏が互選された。総理大臣からは、諮問第 1 号として宇宙開発推進の基本方策、第 2 号として昭和 36 年度における宇宙利用技術推進方策についての諮問が 6 月 10 日に行われた。審議会は 5 月 20 日以来ほぼ 2 週間おきに開催され、答申を行うために討議が重ねられている。現在のところ審議会の議題は宇宙空間物理の研究、ロケットの開発に関すること、宇宙通信の開発研究に関することの三つの分野に大別できる。なお審議会の正式の英訳は外務省案にしたがって National Space Activities Council of Japan と決定されている。

◇ 34 年の年間弱電機器生産実績

通産省生産動態統計による昭和 34 年の年間の通信機器、電子応用装置および電気計測器の生産実績は次

(通産省生産動態統計による)

製 品 名	年 間 生 産 高		33 年 年間生産高 (千円)
	数 量	金額(千円)	
通信機器および無線応用装置		52,663,326	
電話(有線)装置		23,541,818	17,663,273
電話機	905,529	4,996,694	3,829,685
交換機		16,794,362	12,450,212
その他の電話(有線)装置		1,750,862	1,383,376
電信(無線)装置		2,944,659	2,638,055
搬送装置		8,119,424	5,993,437
放送装置		4,924,986	3,295,276
無線通信装置		8,990,097	8,356,460
固定局通信装置		4,154,117	4,509,491
移動局通信装置		4,835,930	3,846,969
無線応用装置		4,142,342	2,560,419
ローラン装置	892	510,164	350,236
方向探知機	1,300	675,782	734,861
ビーコン装置	270	45,704	41,770
レーダ装置	912	1,657,351	795,722
その他の無線応用装置		1,053,341	637,830
ラジオ・テレビジョン受信機		192,209,190	87,293,890
および音声周波装置		56,386,689	31,351,308
ラジオ受信機	10,025,177	121,109,859	55,942,582
テレビジョン受信機 (直視形)	2,872,209	14,712,642	9,707,632
音声周波装置		37,308,172	20,991,470
通信装置の部品および付属品		70,320,526	36,716,450
電子管および半導体素子		51,247,633	27,507,929
電子管	128,296,473	19,041,283	8,808,521
半導体素子		6,588,165	4,914,609
電子応用装置		22,925,591	17,124,493
電気計測器		5,741,163	4,596,743
電気計器		6,828,728	5,026,412
電気測定器		10,355,700	7,501,338
工業計器	98,739		
計		382,014,970	218,265,563

表のとおり 3,820 億円強で、前年度の 2,182 億円にくらべ 75 % の増加となっている。

◇ カラーテレビ放送

わが国で昭和 28 年 2 月に白黒テレビジョン放送の本放送が開始されてからすでに 7 年半になった。この間におけるテレビ工業の発展、テレビ聴視者の増加(本年 5 月末聴視契約数 4,526,823、全国世帯数に対する普及率 25.2 %) は世界にその類を見ないほど非常な伸びを示した。カラーテレビジョン放送についてもすでに東京、大阪において実験電波が出ていたが、6 月 18 日付で、カラーテレビジョン放送の標準方式が決定し、かつまたカラーテレビジョン放送のための無線設備規則、無線局免許手続規則などの一部改正が 9 月 1 日より施行されることになった。したがって 9 月 1 日以後わが国でカラーテレビジョン放送の本放送が行われる段階となった。一方セットメーカーでもすでに 17 形、21 形カラーテレビセットの販売を開始し、とりあえず月産台数は 500 台ぐらが見込まれており、とくに 17 形は角形の 430 AB 22 ブラウン管を使用したわが国独特のもので世界の注目をあびている。

本 会 記 事

7 月 理 事 会

7月15日午後5時30分からレストランとうきょう会議室にて開催。後藤会長、福田、宮本、平井各副会長、関、山田、和田、木村、柳井、荒川各常務理事および斎藤東京支部長出席、長島参事、田野囑託、柏原、久田主事、長島、上杉書記ならびに飯島通信教育会主事列席、下記事項を協議した。

1. 報告 (1) 6月決算、(2) 会員異動、(3) 雑誌発行状況、(4) 通信教育事業、(5) 日本工学会における「大平洋および極東地区エンジニアリング団体連合会」結成幹旋の件。

2. 創立75周年記念事業に関する件 小委員会にて協議の状況につき説明があり、更に小委員会において、長期の準備を要する事項に関して主要目標と各事項毎の小委員会の構成案を作成することとした。

3. 専門講習会、通俗講演会に対する補助金に関する件 各支部からの申請につき説明があり、協議の結果次の通り補助することとした。(括弧内は予定年月)

北海道支部	エレクトロニクス講習会 (35.9)
東京 "	半導体装置とその応用講習会 (36.2)
東海 "	配電電圧昇圧講習会 (35.9)
北陸 "	自動制御、送電線保護、空気遮断器講習会 35.11
関西 "	自動制御講習会 (36.3)
東北 "	電気音響、鉄道電化講演会 (35.9)
中国 "	近代照明(35.7)、明岡山火力発電所の概要講演会 (36.1)
四国 "	宇宙空間の開発、エレクトロニクス講演会 (35.6)
九州 "	(講演未定) 講演会 (35.10)
補助金額	九州配電寄付金利子から 80,000 円
	日本放送電 " 80,000 円

4. パンチカードに関する件 会員原簿としての整理、諸統計、資料などの作成のため、これを使用するかどうかにつき協議し、差当り保留することとなった。

5. 雑誌体裁変更に関する件 雑誌をA4判とする案その他広告欄などについての改正提案があり、さらに諸事項につき比較検討の上協議することとした。

6. その他、「会員増加に対する支部への会費還元方」につき考慮方の提言あり、他学会の例などにつき調査し考究することとした。また「チューリッヒ大学教授、M. Strutt 博士招聘」について、エレクトロニクス協議会で計画中であるが、招待状への連名に当会

も参加してほしいとの依頼があり、了承した旨報告あり了承された。

また、「雑誌英語版発行」の希望があれば、米国 NSF から補助するとの申出があるので如何かと日本学術会議から照会があり、その措置を編修理事に一任した。

創立 75 周年記念事業準備小委員会

7月13日正午から日比谷グリルにて開催。福田副会長、関総務理事、小沢編修理事および長島参事、田野囑託、久田主事出席、標記記念事業ならびに行事の構想につき理事会への提案を作成した。

事業維持委員会

7月14日午後2時から東京ステーションホテル会議室にて開催。後藤会長の開会挨拶の後、学会事業全般に対する報告、調査研究事業に対する報告ならびに事業維持委員会費関係経費に関する説明があり、次で2、3の質疑応答があり午後3時20分閉会した。

参会者 事業維持員 34 名

編 修 委 員 会

7 月編修委員会

7月5日午後5時より電気クラブ4階会議室にて開催。宮本委員長、柳井、上之園幹事、山村、小崎主査、小林(茂)、藤井(裕)、田宮、矢板副主査、沼崎、岸、古川、土井、迎、佐波、尾出、市原、藤井(新)、福井、黒川委員、長島参事、長島、天野、川島書記出席。

(a) 宮本委員長より新運営方法に関し挨拶があり、次の10件の寄稿を採録することとした。

- (1) 誘電型高周波発電機の出力の限度について
- (2) 電力系統用開閉サージに対する系統損失の影響
- (3) 誘導機のコンデンサ自励現象
- (4) 薄膜を要素とした容量型電湿度計の研究
- (5) 単相誘導電動機の等価回路と図式特性算定法
- (6) 気体中の空間電荷理論
- (7) 変圧器の衝撃電圧試験における印加電圧波形の算定
- (8) 計数形計算機による電力系統過渡現象の計算
- (9) グリース状撥水性物質の塗布による塩塵害防止対策
- (10) ヒューズ線の温度上昇と電流時間特性

(b) 「技術綜説」として下記を依頼することとした。

岸本三郎：電力無線通信

有働宗幸・川村克彦：無接点継電器

高木 昇：核燃料要素の非破壊試験法

(c)「講演」として下記の要旨の寄稿を依頼することとした。

渡辺 寧：トランジスタの耐圧限界について（東海支部）

三井寿雄：太陽エネルギーの利用（東海支部）

(d)ETJ of Japan 掲載原稿として、35 年 2, 3, 4, 5 月号中から下記を選定、寄稿を依頼することとした。

(1) 直流送電系統の逆変換装置水銀整流器故障時における過渡現象の解析——林 重憲・成 圭 永

(2) 突極形同期発電機強制並列時の同期引き入れ現象について——埴野一郎・上之園親佐・上之園 博

(3) 遅延帰還の非線形理論——松原正一

(4) 大気中負針コロナパルス波形の解析——角田美弘

(5) 水銀蒸気混合ガスのカタホレシス——岩田倫典

(6) 位相平面数値計算法による非線形微分方程式の解法——清水武夫・吉村 昇・縄田正人

(7) 大気中負コロナのパルス性より無パルス性への遷移機構の研究——円城寺 博

(8) 超高压送電線のコロナ雑音対策として行なった「送電線放送」の試験結果——赤尾保男・大塚次郎

(9) グロー放電の陽極降下について——野畑金弘

(10) 強誘電体を用いた静電変圧機——城阪俊吉・吹田徳雄

(11) 放電加工の伝達関数——黒川一夫

(12) 新開門幹線の海峽横断部分における電磁誘導試験結果の検討——竹内五一・山口達郎・相良竜雄・向井清

(13) 非整数階積分形制御系について——真鍋舜治

(14) 機関車の粘着特性と粘着特性におよぼす二三の因子について——関 四郎・関川行雄・古河寿之

昭和 35 年電気四学会連合大会

日 時 7 月 25 日～29 日

講演会場 北海道大学

特別講演 (7 月 25 日午前, 2 会場, 予稿配布)

(1) 屋内配線の最近の動向

日昭電気 池田 栄一 君

(2) 北海道の将来の産業について

北海道電力 藤 波 収 君

(3) 気象と電子計測

気象研究所 荒 川 秀 俊 君

(4) 雪とテレビジョン

北海道大学 浅 見 義 弘 君

シンポジウム (7 月 25 午後～27 日午後, 各日 2 会場)

S-1. 固体電子応用 (講演 5 件)

S-2. 北海道を中心とした航行電子機器の諸問題 (講演 4 件)

S-3. 核融合の工学的諸問題について (講演 3 件)

S-4. しゃ断器の等価試験法について (講演 8 件)

S-5. 変動負荷に関する諸問題 (講演 9 件)

S-6. 道路照明について (講演 12 件, 外に一般講演より移入 2 件)

S-7. 音声について (講演 5 件)

S-8. テレビ電波の遠距離伝ばんについて (講演 4 件)

一般講演 (7 月 25 日午後～27 日午後 20 会場)

1,833 件 (うち質疑討論だけのもの 140 件)

大会参加者 約 2,300 名

懇親会 7 月 25 日午後 6 時～8 時, 札幌グランドホテルにて開催, 出席者 450 名

見学会 7 月 28 日から 29 日にわたり次の 4 班にわかれ見学した。

A 班 (28～29 日) 電源開発糠平発電所および阿寒国立公園方面, 参加者 250 名

B 班 (28～29 日) 王子製紙苫小牧工場, 富士製鉄室蘭製鉄所および登別方面, 参加者 110 名

C 班 (28～29 日) 東洋高圧北海道工業所, 国策パルプ旭川工場および層雲峡方面, 参加者 101 名

D 班 (28 日) HBC テレビ手稲山送信所, 日本ビール札幌工場, 北海道電力新札幌電変所, 月寒種羊場雪印乳業札幌工場, 参加者 84 名

講演予稿 特別講演は各件毎 (4 件) に, シンポジウムは各課題毎 (8 冊), 一般講演は合本 (I～IV) 4 冊と分冊 21 種を発行した。

昭和 36 年電気四学会連合大会委員会

7 月 19 日午後 5 時 30 分から, レストランとうきょう会議室にて開催, 次の事項につき協議した。

1. 委員長, 幹事の選定 次の通り決定

委員長 宮本茂業君

幹 事 山田太三郎君 柳井久義君, 池上秀一君, 新谷武四郎君

2. 昭和 34 年大会委員会よりの申継事項

3. 部会の設置および主査, 幹事, 委員の選定ならびにシンポジウム課題の選定

4. 一般講演募集要項

東京支部記事

講演会 7 月 7 日午後 1 時から早稲田大学 19 号館において次の講演を行なった。参加者 75 名

1. Room Acoustics and Reproduction of Sound

米国コロンビア大学 ハリス教授

支部長・幹事打合会 7 月 8 日電気通信学会東京支部と共催にて, 電気倶楽部に開催, 講演会, 講習会, 見学会などの共催計画について協議した。

を推せんすることとした。

(2) 高電圧試験専門委員会は、本委員会および理事会の要請にしたがい、同一機関より選出された委員をすべて1名としたむねの報告があり、充足を承認した。

(3) 事業維持員口数増加運動は順調に進んでおり、現在すでに52社、56口の入会があったむね報告があった。

電子回路技術委員会 (6月28日)

議 事: 川上委員長司会

1. 年報原稿の件:

川上委員長より年報原稿が完成したむねの報告が行なわれ、原稿内容の概略が紹介され、委員会はこの原稿を承認し、調査理事に送付することとした。

2. 来年度年報に関する要望事項

本年度の年報の執筆状況からみて、つぎの点を学会に要望したい。

(a) 材料部品に関する項目の統一をはかり、1箇所(たとえば電子回路の項)にまとめて記載しうるようにすること。

(b) 電子回路の割当頁数の増加を希望する。

3. 標準電子回路委の活動状況

田中委員長より報告が行なわれた。同委員会は毎月1回会合を開いて、現在主としてトランジスタを使用した電源回路の標準化を進めている。このほかにもDC-DC変換機などもとり上げて検討している。なお、近く真空管を用いた標準電源回路の成果が学会の技術報告として発表される予定である。

電気機器技術委員会 (6月6日)

議 事

1. 前回事録議事2の件について、佐野委員から同期機専委では規格改訂に慎重を期するために、合同審議会を作って検討審議することを再び要望しているとの報告があった。本委員会としては電力技委委員長に合同審議会委員の推せんを依頼することとし、合同審議会の開催は佐野委員が担当することとした。

2. 昭和35年版電気工学年報の電気機器部門の原稿を査読、承認した。

3. 配電盤(調査)専委の今後の活動方針を中島委員に問い合せることにした。また、佐野委員から同専委も合同審議会に参加してほしいとの要望があった。

○しゃ断器専委の桑山委員長が小林哲郎氏(日立国分工場)と交代することを承認した。

○電力用コンデンサ専委委員長および各委員は全員重任とすることを承認した。

○足立、小沢、原田、佐野各委員から各専門委の活動状況について報告があった。

電波分光専門委員会 (6月20日)

○川上彰二郎氏(東大)よりESRとNMRを利用

したミリ波周波数標準について講演があった。

○藤原鎮男氏(東大)より最近のNMR測定法の進歩などについて講演があった。

電子管専門委員会 (6月27日)

○桑田委員長よりさきに開催された電子装置技委の概要を説明され、西田委員(国際)が辞任されて、新たに鈴木忠平氏(国際)が新任されたと報告があった。

○シンポジウム「高電力進行波管について」

蛸崎賢治氏(東芝)より本件について講演があり、引き続き関連討論を行なった。

電子管材料専門委員会 (6月30日)

○「けい光体について」

鳥生敬郎氏(大日本塗料)より、上記に関して講演があった。

ブラウン管用けい光体、とくに白黒受像管用のP4けい光体およびカラー受像管用のP22けい光体の成文、色調、残光性および今後の問題点について説明があった。さらに、透明けい光体およびELけい光体の現状の紹介があり、これらに関する質疑討論を行なった。

トランジスタ専門委員会 (6月20日)

○半導体用語の分類結果の報告

○35年度の運営方針

○川口清一氏および松下電子工業の参加について

○資料35-5、35-8について説明

変圧器専門委員会 (6月27日)

○高岳製作所より本委員会に委員を出したいと申し入れがあり、委員定数にはまだ余裕があるので承認することとした。

○OVDEの変圧器規格の改定版が紹介された。

○IEC TC14 ロンドン会議で変圧器の温度上昇が 60°C 1本に決定されたむね報告があった。

○静止誘導機器標準特別委で変圧器巻線の許容温度上昇をきめる参考として、各方面にアンケートを出したむね報告があった。

直流機専門委員会 (6月23日)

○整流子の条痕発生の状況およびブラシの摩耗に対する調査の結果を報告しあった。

○前項に対する考え方や、程度に対する級別方法などを今後明らかにして、それらの調査結果から原因の究明、さらに対策へと進めていくことにした。

誘導機専門委員会 (6月22日)

○誘導機インピーダンスの再検討

誘導機の遊逸負荷損および誘導機定数変化による特性値の変動について、宮内委員より資料につき説明があり、次回に拘束試験時の誘導機定数と運転時のそれとの関係を再考することになった。

○誘導機推奨文字記号の件

本委員会で決定した誘導機文字記号とJIS量記号とを比較検討し、一部修正することに決定した。

○その他

F, H 種絶縁誘導機の円線図作図法に関する技術報告は、誘導機標準特別委（石崎幹事担当）で執筆することです承となった。

同期機専門委員会（7月11日）

○船用同期発電機短絡電流に関する簡易計算式を討議した。

○自動交流発電機の負荷出力と発電機出力の差を各社の資料で審議したが、500 kVA 以上の容量の発電機では、この差は無視できるとの結論に達した。

○同期機銘板記載事項を審議

○同期機標準電圧に 13,200 V を追加

○水車発電機の無拘束速度試験の審議

交流整流子機専門委員会（7月20日）

○文字記号

単相機案審議

○電鉄用単相直巻整流子機の回生制御研究の結果

パラメトリック増幅器専門委員会（6月23日）

○用語に関する事項の審議

○パラメトリック増幅器用ダイオードの選定について清水氏より報告があった。

○6 GC 進行波形パラメロン増幅器について石井氏より報告があった。

○URSI 第6分科会提出論文に関する報告があった。

通信専門委員会（6月24日）

○信号伝送装置規格統一について

信号伝送装置の周波数配置、変調方式、偏位幅などの問題について各委員から資料の提出がなされ、種々討議された。

○CIGRE 関係について

本委員会に関連する来年度 CIGRE 提出論文の議題について種々意見の交換がなされ、各委員が分担して進めることとなった。

耐熱区分専門委員会（6月26日）

○絶縁材料の耐熱区分に関する技術報告原稿について討議し、第一次案を訂正した。次回までに決定案完了の予定である。

高透磁率磁気材料専門委員会（6月28日）

○環状鉄心の標準寸法の小委員会案を承認した。

○各社および各研究所で現用している磁気測定装置の紹介があった。

今後、高周波用測定装置について検討を行なうことになった。

○IEC の Magnetic Steel に関する規格について、日本として主張すべき点があるかどうか、次回に検討することとした。

高電圧試験専門委員会

（6月13日）

○法貴委員長から新委員会設置について挨拶の後、

電力技術委より出された設置趣旨書、準備会打合せ議事録、東芝よりの調書事項、委員構成などについて審議され、出席委員の了承をえた。

なお、当日配布された技術資料（1960年 CIGRE がいし関係報告書）について紹介された。

次回にも、委員会の進め方について方針を検討することにした。

（7月11日）

○委員会の運営方針について

具体的問題について、中部電力、幹事および住友電工（ケーブル）よりの資料を中心に下記のように審議した。

取り上げる問題点は幹事側提案によることとし、取りあえずつぎのようにすすめる。

（1）高電圧試験に関する研究

i) 耐電圧試験・絶縁試験などの検討：JEC の委員会との関連をしらべ問題点を整理する（山本氏担当）

ii) 碍子試験法の再検討：人工汚損試験の持廻り試験について具体案を作成する（幹事担当）

iii) 高電圧測定法の再検討：問題点を整理（幹事担当）

iv) ケーブル関係の高電圧試験法：問題点を整理する（この進め方には小委員会といったものを考える）

（2）絶縁協調に関する調査

i) 開閉サージの特性：電研で実施した関連データを提出してもらう

ii) ケーブルを含めた絶縁協調 } 調査し、漸次か
iii) 機器の劣化 } ためる。

（3）参考資料の紹介（CIGRE 報告）

（1）自然汚損碍子の試験について by G. Reve-
rey 村田氏（日碍）紹介

（2）大容量高電圧変圧器の絶縁試験について
by J.R. Meador 山本氏（東芝）紹介

電子式プロセス制御装置専門委員会（6月24日）

○調査中の電気式調節装置の特性調査表の最終案が幹事より提出された。また、調査完了の電子式調節装置および検出、増幅部調査表のうち、横河電機、日立製作所の設計変更にそう改訂があり、さらに東京計器の分が新しく加えられた。

○平林氏（三菱石油）より電子式プロセス制御装置使用実績について報告があり、討論を行なった。

需用端 AVR 専門委員会

（6月27日）

○従来審議中の資料 C-10 線路用 AVR の分類・用語・仕様書記載事項・電気的性能試験法（案）の最後の3項目、温度上昇、ドリフト、絶縁に関し若干の字句修正を残し、審議を終了し、これで第二読会を終った。

○次回からは C-19 同上の第三読会案の審議にはいる予定である。

7 月 14 日

○前回 Pending の試験法(案)中、温度上昇および絶縁について審議し、C-10(第二読会案)の審議を全部終了した。

○つぎに C-19(第三読会案)の全般的説明(分類・用語・仕様事項・試験法)をなし、その審議を次回委員会 1~2 回ですませるため、直接森沢幹事宛意見を提出しとりまとめることとし、その最終案を委員会報告として学会へ提出の予定である。

サーボモータ専門委員会(6 月 23 日)

○JIS 原案の修正分の審議

○JIS 解説文の審議

オゾナイザ専門委員会(7 月 18 日)

○本委員会解散について

○電気化学電熱技術委に新設する委員会について検討

原子力発電所制御専門委員会(6 月 20 日)

ORNL の Nucl Hazard Evaluation Counse から帰朝された池亀委員(原電)より帰朝談話があった。

○原子力研究総合発表会論文の検討, BWR 第 2 回として、以下の 2 編が討議された。

(1) 「沸騰水形原子炉のボイド伝達関数について」
日本原子力事業

(2) 「JPDR 動特性の基礎解析」原子力研究所

電 気 規 格 調 査 会

規格役員会(6 月 22 日)

1. 絶縁材料用語の定義について

なお、調整すべき事項ができたので、次回再提案のこととした。

2. JEC-148 電気絶縁材料の絶縁抵抗試験方法通則(案)

JEC-149 固体絶縁材料の商用周波数による高電圧小電流耐アーク性試験方法通則(案)

JEC-150 電気絶縁材料の誘電正接および誘電率試験方法通則(案)

以上 3 規格案審議について

本件の内容については、すでに数年前に承認済みであり、規格の体裁だけを修正したものであるので異議なく承認し、規格委員総会(書面審議)にはかることとした。

3. JEC 参考規格の整理について

下記の規格は廃止とすることとした。

JEC-17(1924) 油入遮断器および油入開閉器

JEC-17 A(1926) 油入遮断器に関する資料

JEC-61(1941) 進相用蓄電器、蓄電器用放電線輪およびリアクトル

JEC-10(1923) 電線メートル式表示法

JEC-14(1932) 電線標準

JEC-38(1934) 特別高圧ピン碍子

JEC-38 Z(1939) 碍子暫定

JEC-59(1940) カンブリックケーブル

JEC-66(1941) 絶縁アルミニウム線

JEC-77(1943) キャブタイヤコード

JEC-80(1943) アルミ制御ケーブル

測定および電気用品関係は、担当理事欠席のため次回に報告してもらうこととした。

JEC-71(1943) アルミ線圧縮接続用工具および JEC-74(1942) イ号アルミ合金線は、残部僅少であるが、多少訂正して再印刷することとした。訂正は電線常置委で考えてもらう。

4. IEC について

(1) 回答案

○ 9(C.O) 222: Rules for electric traction motors
川上理事より輸送用電気設備常置委で作成した回答案につき説明があり承認。

○ 2G(S)2: Synchronous machine constant
同期機標準委より提出された回答案を承認。

○ 2(S)417: Note from the secretariat

宮本理事より、本件は Commutator および Slip-ring の寸法標準化に関する委員会設置の賛否を問うたもので、賛成と回答したい旨説明があり承認。

(2) IEC/TC 4 水車に対する電気・機械両学会の合同審議会を設置する件については、機械学会側もこれを承認し、来たる 7 日に打合会が行なわれる。

(3) 宮本理事の本年度 IEC General meeting 出席は、東芝の了承がえられたので、工技院に対し正式手続きをとることとした。

5. 報告

(1) JIS より JIS C 4902 進相用高圧および特別高圧コンデンサの改訂案作成の依頼があった。

(2) 第 3 回標準化大会の日程の報告があった。

日 時 昭和 35 年 10 月 20 日, 21 日

会 場 (第 1 日) 山葉ホール

(第 2 日) 神田学士会館

(3) 雑誌「電機」に掲載する IEC 1959 年会議報告原稿がまとまったので、JEM に提出した。

同期機標準特別委員会(6 月 28 日)

○JEC-114 改訂原案の第 5 章温度の審議を終了した。空気冷却の同期機の温度上昇限度は JEC-146 に準拠して改訂し、さらに水素冷却機に対する基準周囲温度および温度上昇限度を別に定めた。

ただし、内部冷却方式のものは、注文主と製造者間の協定によることとした。

○同期発電機標準電圧および同期機標準力率を規格に入れることとした。

○第 13 章表示事項の審議をはじめた。

避雷器標準特別委員会 (6月28日)

○避雷器規格第三読会案を審議した。

主な事項はつぎのとおりである。

(1) 10kA 避雷器 に対しては、緩波頭衝撃電圧 (500~1,000 μ s) に対する放電開始電圧を規定するが、下限については制限しない。しかし、放電頻度なども考慮してあまりに低くすることは避けるようにする。

(2) 汚損を考慮して商用周波放電の下限を 2.3E (現行 2E, 改定案 2.1E) にしたいという意見もあったが、説明の中でふれることにした。

(3) 動作責務試験の電源容量は、一応 1,200 A を下らない短絡容量にすることにした。

静止誘導機器標準特別委員会 (6月27日)

○ロンドンにおける IEC 会議に出席された山村氏 (東大) からの報告を検討した。油入変圧器の温度上昇限度が従来の 60 deg から 65 deg に変更されるなど、IEC 規格の改訂について活発に討議された模様である。

○OVDE 変圧器規格改訂版について検討した。

計器用変成器標準特別委員会 (6月23日)

○JIS 改訂について、JEC-143 と協調をとるための改訂および運用改訂を必要とするものなど、前回までに決定された事項を成文化した改訂二次案を提出し、これにもとづいて逐条審議がなされた。この審議中とくにつぎの問題点が討論され、結論をえた。

(1) 温度上昇の計算式の θ_1 について、試験中の周囲温度の変化によるときの θ_1 の取り扱いを明確にする。

(2) 受入試験に誘導絶縁耐力試験を含める。

(3) 標準用 CT の許容差について、低電流域の限度値を小さくする (数値は次回もち越し)。

(4) M級の 0.5 I_m の限度値について、数値を解説にのべることにする。

電気防止研究委員会

第2小委員会 (7月13日)

丹那トンネルその他において実地試験中の電食防止用自動調節式排流装置につき、構造機能を検討した

後、最近の電気鉄道の軌道構造その他につき各社の情報をうかがい、本委員会において研究すべき事項を懇談した。

日本照明委員会報告

本会は昭和 30 年 3 月以来、国際照明委員会 (CIE) へ再加入し、事務所を照明学会に置き、1959 年 6 月 15 日~24 日 Brussels で開催された第 14 回 CIE 総会には 10 名の代表を送り、光の測定委員会の理事国としての調査報告および個人論文 2 件を発表した。現在は 1963 年 7 月、Wien で開催予定の第 15 回 CIE 総会を当面の目標として、調査研究が進められている。

現在の役員

会 長 山内二郎

副会長 尾本義一、本城 敏

理 事 (兼) 本城 敏、中路幸謙

維持団体

本会の維持団体は従来、照明学会、電気学会、日本電気協会および日本電球工業会の 4 団体であったが、第 14 回総会参加者の所属する 7 会社も維持団体となった。

S1.2 光の測定委員会活動

S1.2 委員会 (委員長 山内二郎、幹事 中路幸謙) は、わが国が理事国であるので、内外の電説書を照明学会および応用物理学会光学懇話会に寄附をえて行なっている。

CIE 第 14 回総会の模様

1959 年の総会には 27 カ国から 541 名が参加し、ベルギー (93)、ドイツ (92)、イギリス (82)、フランス (54)、合衆国 (51) に次いでオランダ (45) が多く、日本からは 10 名の代表が参加した。

特にわが国が提出した S1.2 委員会報告および個人論文は絶賛を博し、本会の活動が世界各国にはっきりと印象づけられた。

その他

照明学会雑誌の巻末に、日本照明委員会報告として、各国照明委員会との往復文書、名技術委員会の活動状況等につき掲載し周知方を図っている。

電気学会調査委員会名簿

調査研究委員会

運営委員会

委員長 宮本 茂業 (東 芝)

幹 事 荒川 康夫 (電中研) 岡村 総吾 (東 大)

1号委員

岡田 泰三 (昭 電) 山崎 久一
(電気事業連合会)

小林 宏治 (日 電) 山本広三郎 (富 士)

佐伯 貞雄 (東 電)

2号委員

宗宮 知行 (慶 大) 川上 寿一 (国 鉄)

鳩山 道夫 (ソニー) 河野 士修 (古 河)

池田三穂司 (電 試) 宮部 宏 (早 大)

川上 正光 (東工大) 菊地 省一 (千葉大)

関 壮夫 (日 立) 鈴木桃太郎 (防衛大)
 広瀬 敬一 (中 大) 三山 醇 (東 大)
 高村 善博 (公益局) 和田 弘 (電 試)
 池田 栄一 (日昭電気) 法貴 四郎 (科技厅)

技術委員会

教育および研究技術委員会

委員長 宗宮 知行 (慶 大)

幹 事

1号委員

池田三穂司 (電 試) 馬場 重徳 (文部省)
 岡村 進 (通 研) 星合 正治 (日立中研)
 実吉 純一 (東工大) 和田 重暢 (東 芝)
 滝 保夫 (東 大)

2号委員

岡村 総吾 (東 大)

電気物理技術委員会

委員長 鳩山 道夫 (ソニー)

1号委員

伊藤 毅 早 大 玉河 元 (名 大)
 酒井 善雄 (東工大) 南雲 仁一 (東 大)
 七条 祐三 (通 研) 細野 敏夫 (日 大)
 鈴木 辰男 (日 電) 矢崎 銀作 (通 研)

2号委員

後藤 以紀 (工技院) 伊藤 誠 (九 大)
 鳥山 四男 (武蔵工大) 宮地 抗一 (松下電器)
 福田 節雄 (東 大) 岡村 総吾 (東 大)

電気測定技術委員会

委員長 池田三穂司 (電 試)

幹 事 八木 武彦 (電 試)

1号委員

今井 春蔵 (東 芝) 藤木 久男 (横 河)
 木内 勝造 (日 立) 宮内 鉄也 (北辰電)
 小林 茂雄 (電 試) 柳井 久義 (東 大)
 小林 夏雄 (通 研) 矢幡 源三 (島 津)

2号委員

博田 五六 (電通大) 伊藤 岳郎 (放医研)

電子回路技術委員会

委員長 川上 正光 (東工大)

幹 事 岸 源也 (東工大)

1号委員

尾上 守夫 (東 大) 佐々木 甫 (富士通信)
 遠藤 一郎 (通 研) 高橋 亨 (電 試)
 岡 修一郎 (東 芝) 松方 清三 (電電公社)
 栗村 俊男 (国際電々) 安田 一次 (NHK)
 黒川 武夫 (日 電)

2号委員

武藤 時雄 (通 研) 田中 末雄 (早 大)

電子装置技術委員会

委員長 関 壮夫 (日 立)

幹 事 沢田 良嘉 (日 立)

1号委員

池沢 茂 (日 電) 中村純之助 (日 立)

近藤 厚実 (電 試) 西巻 正郎 (東工大)
 沢田 哲夫 (東 芝) 村田 重元 (NHK)
 高津 清一 (通 研) 吉田 亜夫 (松下通信)
 田淵 誠一 (富士通信)

2号委員

柳井 久義 (東 大) 佐藤 憲市 (神戸工業)
 熊谷 寛夫 (東 大) 伊地山 昇 (日 立)
 桑田 正信 (通 研) 高田 昇平 (日 立)

電気機器技術委員会

委員長 広瀬 敬一 (中 大)

幹 事 猪狩 武尚 (中 大)

1号委員

荒畑 誠二 (早 大) 茂木 晃 (電 試)
 小川 毅 (日 立) 山田 栄一 (三 菱)
 広瀬 健吾 (国 鉄) 山村 昌 (東 大)
 堀井 武夫 (慶 大) 藤井 裕三 (東 電)
 宮内 一憲 (富 士)

2号委員

佐野 一雄 (東 芝) 山田太三郎 (電 試)
 足立 良夫 (富 士) 桜井 良文 (阪 大)
 山村 竜男 (国 鉄) 小林 哲郎 (日 立)
 原田 良介 (東洋電機) 中島 吉雄 (富 士)
 小沢 健一 (明 電) 西野 治 (東 大)
 広瀬 胖 (電中研) 山田 直平 (東 大)

電力技術委員会

委員長 高村 善博 (公益局)

幹 事 富田 弘平 (公益局)

1号委員

伊藤 俊夫 (富 士) 乗松 立木 (電 試)
 木村 久男 (三 菱) 広瀬 胖 (電中研)
 佐波 正一 (東 芝) 堀 一郎 (東 電)
 柴田 二三男 (中部電力) 吉川平八郎 (関西電力)
 二宮 良一 (日 立)

2号委員

桑原 進 (電 発) 植田 瑞穂 (電 発)
 高浜 親雄 (九州電力) 法貴 四郎 (科技厅)
 村本 忠夫 (東 電) 中島 正道 (電 発)
 今川 三郎 (日 大) 相木 一男 (東 電)
 松沢 清治 (東北電力)

照明技術委員会

委員長 池田 栄一 (日昭電気)

幹 事 池上 秀一 (街路照明)

1号委員

東 堯 (東 芝) 藤原 義輝 (東 大)
 内田 重春 (国 鉄) 室井 徳雄 (日 大)
 大谷 泰之 (京 大) 吉江 清 (電 試)
 笠原 襄 (東芝商事) 吉岡 忠 (通産省)
 中村純之助 (日 立)

電気鉄道技術委員会

委員長 川上 寿一 (国 鉄)

幹事 能木 貞治 (国鉄)

1号委員

上田 利器 (富士) 藤代 忠彦 (運輸省)

上林 明 (京阪電鉄) 船石 吉平

関 四郎 (国鉄) 松田 新市 (三菱)

三谷 昇 (公益局) 国松賢四郎 (国鉄)

福岡 直治 (国鉄)

2号委員

杉山 博 (運輸省)

通信技術委員会

委員長 河野 士修 (古河)

幹事 村田 浩 (古河)

1号委員

井原 芳雄 (電中研) 正木 知巳 (沖電気)

梶 正明 (通研) 義妻二三雄 (郵政省)

駒井 又二 (NHK) 山本 勇一 (日電)

清水 通隆 (電々公社) 宮下 一雄 (国鉄)

寺畑 重夫 (神戸工業)

電気材料技術委員会

委員長 宮部 宏 (早大)

幹事 大照 完 (早大)

1号委員

石尾 右哉 (東海電極) 小谷 鍬治 (東邦産研)

大橋 謙蔵 (東芝) 宗像 元介 (電試)

川井 栄一 (古河) 間瀬 喜好 (日立電線)

貴田 勝造 (日碍) 山田 英作 (富士)

杉原 真 (通研)

2号委員

山口 次郎 (阪大) 河合麟次郎 (日立)

電線技術委員会

委員長 菊地 省一 (千葉大)

幹事 富沢 一行 (電試)

1号委員

江口 卓男 (電発) 阪本 勇 (住友電工)

木野 二郎 (藤倉) 竹村 旗夫 (東芝)

村本 忠夫 (東電) 三谷 昇 (公益局)

小林 夏雄 (通研) 湯川 竜二 (国鉄)

駒沢 浩一 (古河)

2号委員

武田 新

電気化学電熱技術委員会

委員長 鈴木桃太郎 (防衛大)

幹事 宮崎 正蔵 (防衛大)

1号委員

若林桜人也 (昭電) 徳永 惇 (三井金属)

岡本 剛 (北大) 向坊 隆 (東大)

大我 勝躬 (日曹) 正井 透 (関西電力)

田中直治郎 (東電) 百田 恒夫 (電試)

三谷 昇 (公益局)

2号委員

山本 三郎 (呉羽化学) 野田 浩 (大同製鋼)

山本 勇 (明大)

電力応用技術委員会

委員長 三山 醇 (東大)

幹事 猪狩 武尙 (中大)

1号委員

石黒 敏郎 (明電) 日置 高志 (東芝)

井上 清二 (日立) 宗村 平 (三菱)

上田 利器 (富士) 山本 三郎 (呉羽化学)

杉原栄次郎 (電試) 守田 正 (安川)

武 隆志

2号委員

木村 五郎 (八幡製鉄) 蓮見 孝雄 (電機大)

藪田 為三 (東洋紡)

オートメーション技術委員会

委員長 和田 弘 (電試)

幹事 野田 克彦 (電試)

1号委員

喜安 善市 (通研) 出川雄二郎 (日電)

沢井善三郎 (東大) 南沢 宣郎 (小野田セメント)

清宮 博 (富士通信) 宮本 慶巳 (新電元)

二瓶 慎二 (富士フィルム) 田口 武夫 (日立)

友田三八二 (横河)

2号委員

宮崎 政義 (通研) 磯部 孝 (東大)

茂木 晃 (電試)

原子力技術委員会

委員長 法貴 四郎 (科技庁)

幹事 伊原 義徳 (科技庁)

1号委員

穴原 良司 (富士) 島 史朗 (日立)

伊藤 岳郎 (放医研) 脇坂 清一 (東電)

宇野 秀郎 (原研) 森川 辰雄 (原子力事業)

加藤 正夫 (東大) 横須賀正寿 (三菱原子力)

川村 泰治 (原発)

2号委員

大山 彰 (東大) 小島 昌治 (教育大)

内藤 正 (電試)

専門委員会

内外研究所調査専門委員会

委員長 池田三穂司 (電試) 委員 16名

幹事 西谷 健作 (電試)

工業教育調査専門委員会

委員長 岡村 総吾 (東大) 委員 10名

幹事 関口 忠 (東大)

演算子法専門委員会

委員長 後藤 以紀 (工技院) 委員 12名

幹事 茂木 晃 (電試)

自動制御専門委員会

委員長 福田 節雄 (東大) 委員 10名

- 幹 事 沢井善三郎 (東 大)
茂木 晃 (電 試)
- 固体電子応用専門委員会
委員長 宮地 杭一 (松下電器) 委員 12 名
幹 事 三橋 玄二 (NHK)
- 放電専門委員会
委員長 鳥山 四男 (武蔵工大) 委員 14 名
幹 事 稲田金次郎 (日 大)
玉河 元 (名 大)
- 電磁界理論専門委員会
委員長 伊藤 誠 (九 大)
幹 事 細野 敏夫 (日 大)
飯島 泰蔵 (電 試)
- 電波分光専門委員会
委員長 岡村 総吾 (東 大) 委員 20 名
幹 事 大越 孝敬 (東 大)
杉浦 義一 (電 試)
- 放射線計測専門委員会
委員長 伊藤 岳郎 (放医研) 委員 17 名
幹 事 茨木 康行 (電 試)
- 搬送周波標準測定専門委員会
委員長 博田 五六 (電通大) 委員 12 名
幹 事 柴沼 有 (通 研)
- 電子回路部品専門委員会
委員長 武藤 時雄 (通 研) 委員 12 名
幹 事 柴沼 有 (東洋通信機)
- 標準電子回路専門委員会
委員長 田中 末雄 (早 大) 委員 10 名
幹 事 伊藤 糾次 (早 大)
- 電子管専門委員会
委員長 桑田 正信 (通 研) 委員 12 名
幹 事 二階堂靖矩 (通 研)
- 電子管材料専門委員会
委員長 伊地山 昇 (日 立) 委員 12 名
幹 事 今井 哲二 (通 研)
- トランジスタ専門委員会
委員長 柳井 久義 (東 大) 委員 13 名
幹 事 垂井 康夫 (電 試)
- 電子管試験法専門委員会
委員長 佐藤 憲市 (神戸工業) 委員 10 名
幹 事 森川 貞重 (電 試)
- 電子装置の使い方専門委員会
委員長 高田 昇平 (日 立) 委員 15 名
幹 事 島田 正三 (日 立)
- 粒子加速装置専門委員会
委員長 熊谷 寛夫 (東 大) 委員 13 名
幹 事 西川 哲治 (東 大)
- パラメトリック増幅器専門委員会
委員長 斎藤 成文 (東 大) 委員 27 名
幹 事 橋本 太吉 (通 研)
- 同期機専門委員会
委員長 佐野 一雄 (東 芝) 委員 11 名
幹 事 相原 弘永 (東 芝)
中田 隆康 (富 士)
- 誘導機専門委員会
委員長 足立 良夫 (富 士) 委員 11 名
- 直流機専門委員会
委員長 山村 竜男 (国 鉄) 委員 12 名
- 交流整流子機専門委員会
委員長 原田 良介 (東洋電機) 委員 11 名
幹 事 柴田 岩夫 (東洋電機)
- 変圧器専門委員会
委員長 小沢 健一 (明 電) 委員 9 名
幹 事 清水 栄 (東 芝)
- 避雷器専門委員会
委員長 広瀬 胖 (電中研) 委員 10 名
幹 事 鶴見 策郎 (電 試)
- 整流器専門委員会
委員長 山田 直平 (東 大) 委員 12 名
幹 事 加藤 又彦 (三 菱)
- 電力用コンデンサ専門委員会
委員長 山田太三郎 (電 試) 委員 14 名
幹 事 大森 武司 (日 新)
- 磁気増幅器専門委員会
委員長 桜井 良文 (阪 大) 委員 14 名
幹 事 川西 健次 (日 大)
高井 敏夫 (明 電)
- しゃ断器専門委員会
委員長 小林 哲郎 (日 立) 委員 10 名
幹 事 神宮司武雄 (電中研)
- 配電盤専門委員会
委員長 中島 吉雄 (富 士) 委員 7 名
- 非線形磁気応用専門委員会
委員長 西野 治 (東 大)
幹 事 桜井 良文 (阪 大)
大照 完 (早 大)
- 水力発電専門委員会
委員長 桑原 進 (電 発) 委員 14 名
- 火力発電専門委員会
委員長 高浜 親雄 (九州電力) 委員 10 名
- 送電専門委員会
委員長 村本 忠夫 (東 電) 委員 16 名
- 配電専門委員会
委員長 今川 三郎 (日 大) 委員 13 名
幹 事 馬淵 定行 (電中研)
- 変電専門委員会
委員長 松沢 清治 (東北電力) 委員 10 名
- 通信専門委員会
委員長 植田 瑞穂 (電 発) 委員 13 名
幹 事 中村 宏 (電中研)

金子 信男 (電 発)

電力用通信電源専門委員会
委員長 相木 一男 (東 電) 委員 16 名
幹 事 西山 長吉 (東 電)

高電圧試験専門委員会
委員長 辻 貴 四郎 (科技厅) 委員 29 名
幹 事 近藤 晃 (電 試)
船田 泰助 (電中研)

給電専門委員会
委員長 中島 正道 (電 発) 委員 10 名
幹 事 三井 恒夫 (東 電)

電力系統技術専門委員会
委員長 吉川 平八郎 (関西電力) 委員 22 名
幹 事 三上 一郎 (三菱電機)

電鉄用整流器専門委員会
委員長 杉山 博 (運輸省) 委員 15 名
幹 事 坂口 勉 (国 鉄)
丹羽 一夫 (運輸省)

蓄電電化方式専門委員会
委員長 舘松賢四郎 (国 鉄) 委員 9 名
幹 事 興 文雄 (東 鉄)
入江 則公 (国 鉄)

高透磁率磁気材料専門委員会
委員長 和田 重暢 (東 芝) 委員 17 名
幹 事 服部 周三 (電 試)

新熱区分専門委員会
委員長 河合麟次郎 (日 立) 委員 9 名
幹 事 中島 清二 (電 試)

ガルフニウム専門委員会
委員長 山口 次郎 (阪 大) 委員 26 名
幹 事 新美 達也 (通 研)

有機材料電度特性専門委員会
委員長 宮部 宏 (早 大) 委員 12 名
幹 事 中島 達二 (電 試)

ソノタノヤ専門委員会
委員長 新 委員 14 名
幹 事 吉 (電 試)

大同製鋼
委員長 佐 (大同製鋼) 委員 6 名
幹 事 繁治郎 (東 芝)
大 電 (電 試)

オゾナイザ専門委員会
委員長 鈴木 桃太郎 (防衛大) 委員 18 名
幹 事 内藤 義英 (電 試)

誘電加熱専門委員会
委員長 山本 勇 (明 大) 委員 5 名
幹 事 磯部 宏策 (国際電気)

電気化学用変換装置専門委員会
委員長 山本 三郎 (呉羽化学) 委員 10 名
幹 事 斎藤 栄孝 (呉羽化学)

藤岡 茂 (三井金属)

繊維工業専門委員会
委員長 飯田 為三 (東洋紡) 委員 21 名
幹 事 桜井 良文 (阪 大)

製鉄工業専門委員会
委員長 木村 五郎 (八幡製鉄) 委員 15 名
幹 事 工藤太良男 (八幡製鉄)

需用端 AVR 専門委員会
委員長 蓮見 孝雄 (電機大) 委員 12 名
幹 事 片野 義雄 (電機大)
森沢 一栄 (電 試)

計算機活用専門委員会
委員長 宮崎 政義 (通 研) 委員 8 名
幹 事 新堀 達也 (電々公社)

サーボモータ専門委員会
委員長 茂木 見 (電 試) 委員 15 名
幹 事 伊藤 文夫 (電 試)

AD コンバータ専門委員会
委員長 磯部 孝 (東 大) 委員 9 名
幹 事 寺尾 満 (電 試)

電子式プロセス制御装置専門委員会
委員長 野田 克彦 (電 試) 委員 11 名
幹 事 黒川 一夫 (電 試)

原子力発電所制御専門委員会
委員長 大山 彰 (東 大) 委員 23 名
幹 事 加賀山 正 (原 発)

原子力計測専門委員会
委員長 内藤 三 (電 試) 委員 15 名
幹 事 井上弥治郎 (電 試)

核融合専門委員会
委員長 小島 昌治 (教育大) 委員 16 名
幹 事 高山 一男 (通 研)
森 英夫 (電 試)

電気規格調査会

会 長 山下 英男

副会長 池田 敬三 (古 河) 後藤 以紀 (工技院)

理 事

大和田 武 (工技院)	高村 善博 (公益局)
風岡憲一郎	田中直治郎 (東 電)
川上 寿一 (国 鉄)	中路 幸謙 (電 試)
斎藤 幸男 (東工大)	丹羽保次郎 (電機大)
鈴木 重夫 (電 試)	宮本 茂業 (東 芝)

委 員

伊賀 秀雄 (電気協会)	築地 一雄 (中国電力)
池田 政彦 (南海電鉄)	土屋 竹松 (明 電)
石川 武二 (電々公社)	徳永 勇 (三菱日本)
井上文左衛門 (住友電工)	友田三八二 (重 工)
乾 正雄 (四国電力)	富山 順二 (超高压研)
今川 三郎 (日 大)	長坂 外二 (北陸電力)

上西 亮二 (島津製作) 埴野 一郎 (早 大)
 大槻 喬 (明 大) 広瀬 敬一 (中 大)
 大久保達郎 (京 大) 久野 清 (八幡製鉄)
 奥井 由雄 (昭 電) 中島 忠輔 (九州電力)
 甲斐 弘道 (富 士) 藤高 周平 (東 大)
 倉知 豊寿 (本州製紙) 福田 舜一 (藤 倉)
 後藤清太郎 (電中研) 木村伊和夫 (三井鉱山)
 小林 謙二 (鉄道電化協会) 宮本 静夫 (電球工業会)
 駒形 作次 村沢 竜二 (中部電力)
 小松山 武 (北海道電力) 宗宮 知行 (慶 大)
 杉山 博 (運輸省) 村田 八束 (日 碑)
 高須 孔武 (松下電器) 守田 正 (安 川)
 高橋 幸人 (千葉工大) 山根 宏 (関西電力)
 竹内 敬吾 (富士紡) 山口 良哉 (三 菱)
 武田 新 山口 次郎 (阪 大)
 武居 功 (電 発) 吉山 博吉 (日 立)
 館内 三郎 (東北電力) 渡部 厳 (東武鉄道)

常置委員会

電気一般常置委員会

委員長 後藤 以紀 (工技院)

委 員

高村 善博 (公益局) 山内 二郎 (東 大)
 武田 新 大和田 武 (工技院)
 巽 良知 (電気学会)

電気計器常置委員会

委員長 鈴木 重夫 (電 試)

委 員

斎所 正夫 (通 研) 友田三八二 (横 河)
 倉重 正武 (東 電) 西野 治 (東 大)
 根本 貞治 (電気協会)

電気機器常置委員会

委員長 宮本 茂業 (東 芝)

委 員

高木 利夫 (東 電) 山村 昌 (東 大)
 土屋 竹松 (明 電) 吉山 博吉 (日 立)
 茂木 晃 (電 試)

原動機常置委員会

委員長 田中直治郎 (東 電)

委 員

後藤清太郎 (電中研) 武居 功 (電 発)
 戸田代好雄 (東 電) 山川 政雄 (新三菱重工)
 池谷 武雄 (電機大) 鈴木小兵衛 (東 電)

送配電常置委員会

委員長 田中直治郎 (東 電)

委 員

巽 良知 (電気学会) 山田太三郎 (電 試)
 富山 順二 (超高压研) 山本 義行 (電 発)
 和田 昌博 (関西電力) 菊野 恵一 (東 電)
 堀 貞治 (電 発)

電気用品常置委員会

委員長 中路 幸謙 (電 試)

委 員

菊野 恵一 (東 電) 三谷 晃 (公益局)
 神保 達 (神保電器) 宮本 静夫 (電球工業会)
 松谷 繁雄 (電機工業会) 茂本 晃 (電 試)

電気材料常置委員会

委員長 斎藤 幸男 (東工大)

委 員

尾島 学二 (三 菱) 黒田 正 (電 試)
 白松豊太郎 (通 研) 駒沢 浩一 (古河電工)
 木野 二郎 (藤倉電線) 平田 宰造 (富士電機)
 沼倉 秀穂 (武蔵工大) 和田 重暢 (東 芝)
 三浦 倫義 (日 立)

幹 事

中島 達二 (電 試)

電線常置委員会

委員長 池田 敬三 (古河電工)

委 員

岩田 稔 (石炭協会) 土井 成敏 (国 鉄)
 村本 忠夫 (東 電) 加藤金一郎 (電線工業会)
 武田 新

幹 事

駒沢 浩一 (古河電工)

輸送用電気設備常置委員会

委員長 川上 寿一 (国 鉄)

委 員

小島 毅男 (運輸省) 撫養淳次郎 (運輸省)
 能見武三郎 (運輸省) 山下善太郎 (工学院大)
 国松賢四郎 (国 鉄) 宮本 茂業 (東 芝)
 福崎 直治 (国 鉄) 宮田 康久 (運輸省)
 杉山 博 (運輸省) 渡辺 厳 (東武鉄道)

標準特別委員会

電気用語標準特別委員会

委員長 山田 直平 (東 大)

幹 事 百田 恒夫 (電 試)

柳井 久義 (東 大)

シンボル標準特別委員会

委員長 後藤 以紀 (工技院)

幹 事 梅原 茂 (神永電線)

二条 弼基 (郵政省)

同通信用シンボル小委員会

主 査 岩片 秀雄 (早 大)

幹 事 二条 弼基 (郵政省)

電圧標準特別委員会

委員長 尾本 義一 (慶 大)

幹 事 高村 善博 (公益局)

巽 良知 (電気学会)

配電電圧小委員会

主 査 尾本 義一 (慶 大)

試験電圧標準特別委員会

委員長 福田 節雄 (東 大)
幹 事 高木 利夫 (東 電)
吉山 博吉 (日 立)

同絶縁試験法小委員会

主 査 法貴 四郎 (科技庁)
幹 事 山本 充義 (東 芝)

計器用変成器標準特別委員会

委員長 池田三穂司 (電 試)
幹 事 渡辺 義治 (明 電)

積算無効電力計標準特別委員会

委員長 鈴木 重夫 (電 試)
幹 事 小林 茂雄 (電 試)

しゝ断器標準特別委員会

委員長 福田 節雄 (東 大)
幹 事 森 英夫 (電 試)
新井 正元 (三 菱)

同気中しゝ断器小委員会

主 査 森 英夫 (電 試)
幹 事 吉雄 稔彦 (東 芝)
宮内 一憲 (富 士)

避雷器標準特別委員会

委員長 藤高 周平 (東 大)
幹 事 富山 順二 (超高圧研)
広瀬 胖 (電中研)

電気機器標準特別委員会

委員長 山下 英男
幹 事 山村 昌 (東 大)

誘導機標準特別委員会

委員長 高橋 幸人 (千葉工大)
幹 事 石崎 彰 (明 電)

同期機標準特別委員会

委員長 広瀬 敬一 (中 大)
幹 事 佐野 一雄 (東 芝)
上之園親佐 (電中研)

静止誘導機器標準特別委員会

委員長 宮本 茂業 (東 芝)
幹 事 小沢 健一 (明 電)

半導体整流器標準特別委員会

委員長 山田 直平 (東 大)
幹 事 百田 恒夫 (電 試)

保護絶電器標準特別委員会

委員長 谷合 清一 (東 芝)
幹 事 朽木 雄蔵 (電中研)
安藤 文郎 (東 芝)

水車標準特別委員会

委員長 新原 武雄 (電 発)
幹 事 桑原 進 (電 発)

がいし標準特別委員会

委員長 巽 良知 (電気学会)
幹 事 藤森 和雄 (東 電)

同長幹がいしおよびラインポストがいし小委員会

主 査 巽 良知 (電気学会)
幹 事 池田 義一 (電 試)
広瀬 胖 (電中研)

送電用鉄塔標準特別委員会

委員長 宮原 信英 (日本発送)
幹 事 堀 貞治 (電興業)

特別高圧架線金具標準特別委員会

委員長 巽 良知 (電気学会)
幹 事 村本 忠夫 (東 電)

電力線搬送装置標準特別委員会

委員長 山田 太郎 (電 試)

電球標準特別委員会

委員長 山内 二郎 (慶 大)
幹 事 中路 幸謙 (電 試)

ブチルゴムおよびポリエチレン電力ケーブル

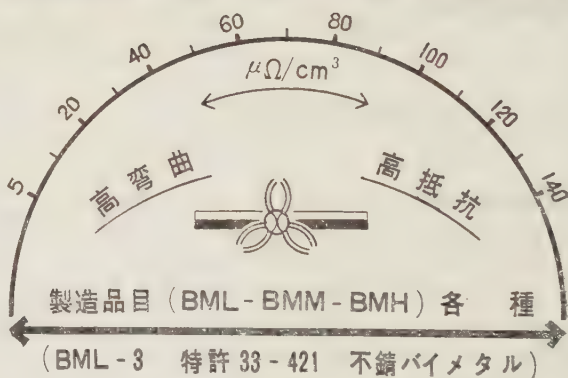
標準特別委員会

委員長 斎藤 幸男 (東工大)
幹 事 友田 千年 (公益局)
山田 昌男 (電 試)

高速度しゝ断器標準特別委員会

委員長 鳳 敏三郎 (東 大)
幹 事 能ハ 貞治 (国 鉄)
高柳 信義 (国 鉄)

新バイメタル BKR 発売



神岡金属工業株式会社

本社 京都市左京区吉田神楽岡町8 TEL (7) 2751・6408
工場 京都市左京区静海市原町661 TEL (78) 0620

年産 **170万台!**

いちばん多くご愛用いただいて……工業用に、建設用に、農業用に、さらにナショナルの洗たく機、電気冷蔵庫、ホームポンプなど家庭電化製品の心臓として、たくましく働き続けております。



国際規格新型



モートル

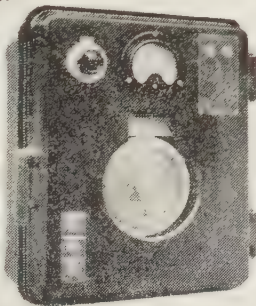
モートルには、ナショナル電磁開閉器
ナショナルスターデルタ起動器をノ

カタログ進呈 雑誌名ご記入のうえ
大阪府守口局区内 電機事業部へ

松下電器産業株式会社

千野の

電位差計式 自動温度調節計



○型式：175

○測温範囲：0～1,600℃

○対時昇降機構付

5℃～500℃（20段階）

○電気炉、加熱炉、熔融炉、コークス炉等

各種の温度制御に最適です。

株式会社 千野製作所

東京都板橋区熊野町32 電(961)5285(代)～9

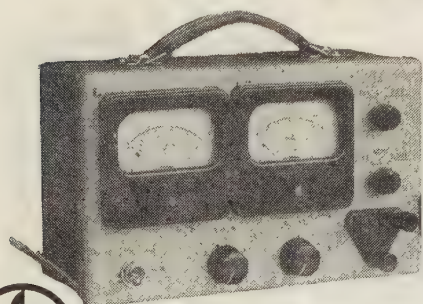
出張所：小倉市大坂町1～11 電(5)4250



オールトランジスタ 安定化低圧直流電源

定電流装置付

TPM-200



DC 0~25V
0~200mA

1. 入力電圧……AC 50, 60 \pm 90~110V
2. 出力電圧……DC 0~25V
3. 出力電流……最大連続負荷 200 mA
4. 出力電圧変動率……入力及負荷の全変動に対して 0.4%以内
5. リップル……負荷電流 200mA において10mV 以下
6. 定電流装置……最大負荷電流を20 mA, 60 mA, 200 mA の
(過負荷防止装置) 3レンジ電流計と連動切替機構を有し、各レ
ンジ共その範囲内の任意の値で電流制限を行
うことができる。
7. 始動時間……スイッチインと同時に
8. 寸法・重量……23 \times 14 \times 10cm³ 3.5 kg

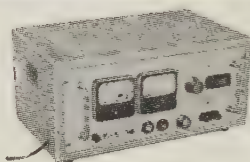


PAT PEND

株式會社 高砂製作所

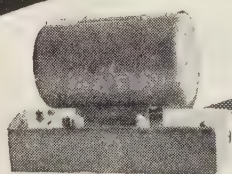
溝の口 (048) 4111 (代表)

川崎市二子 662 電話 東京 701-4391, 048-3883
(営業直通)



MODEL TP-25

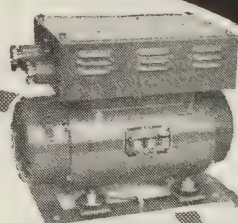
DC 0~25V, 0~5A



JDM 34 コンバーター

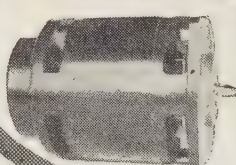


SS 750 インバーター

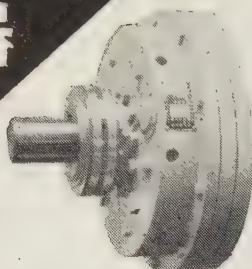


N-DY-1 電動発電機

高性能を誇る
各種回転機器



AM-301 コンデンサーモーター



電磁クラッチ



FA7 電動送風機

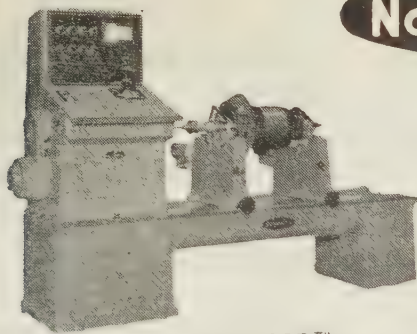


206 G ミニチュアモーター

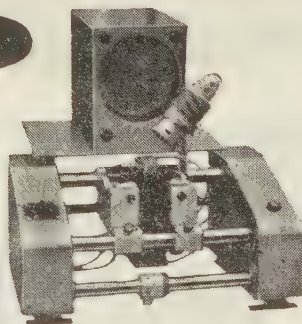
新中央工業株式會社

東京都大田区大森 5 丁目 232 番地 電話 (761) 9125~9

Nagahama



ND-100E型



ND-1EG型

高感度フォトトランジスター方式

ダイナミック バランシングマシン

汎用の標準型は勿論、あらゆる回転体の適当なバランス修正をなし得る様に極めて軽量なるローター専用のマイクロバランサーから大容量の大型バランサーに至るまで、自動修正装置付専用機、高速型、特殊型、堅型等各種製作しております。

大阪府合理化機械月賦販売制度の特定メーカーに指定されております

発売元 三菱商事株式会社



株式 会社 長濱製作所

大阪府豊中市浜 323~2 (阪急宝塚線服部駅東 500 米)

電話 (39) 1132・1789・1889

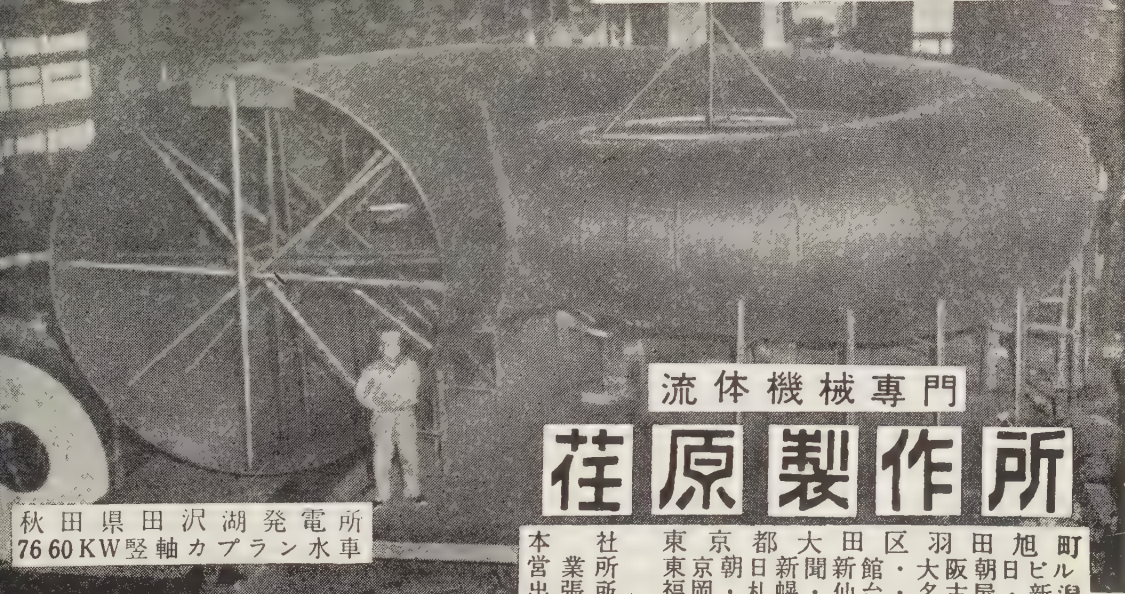
東京事務所 東京都港町芝田久間町 2 の 7 電話 東京(591)0645・4488

機械第二部工作機械一 二課 電話 東京(211)0211 大阪支社機械部工作機械課 電話 27-2291
名古屋支店機械第二課 電話 名古屋 221111 神戸・広島・札幌・福岡・長崎・札幌・長野・広島
岡山・兵庫・徳山・宇部・高松・四日市・富山・静岡・新潟・仙台・室蘭・その他



エハラ

発電用水車 ポンプ・送風機



流体機械専門

荏原製作所

秋田県田沢湖発電所
76.60 KW 縦軸カプラン水車

本 社 東京 都 大田区 羽田 旭町
営 業 所 東京 朝日新聞新館・大阪 朝日ビル
張 所 福岡・札幌・仙台・名古屋・新潟

電力管理用

新製品



WHA型
(1kW用)

工場モーターの負荷を運転状態のまま測定できる電力計です。

本器を使用する事によりモーターの実負荷の分析が出来、安全運転、機械作業日程の配分、能率、電力管理がたやすく得られ工場生産力の増大と経営の合理化が出来ます。

モーターの馬力数に応じ各種の品種があります。 (型録贈呈)

ハアク電力計



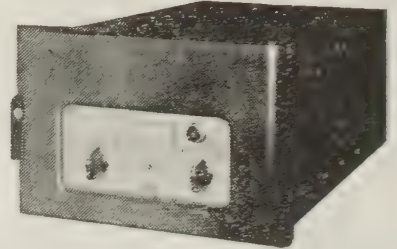
渡辺電機工業株式会社

本社並営業所 東京都渋谷区神宮通二ノ三六番地
電 話 青 山 (401) 2281・6141 (代)

温度の自動制御に

大倉の電気式調節計

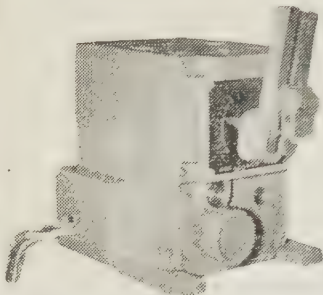
重油炉のバーナー、ダンパー類、電熱器の温度制御、実験室、バッチャープラントなどのコントロールに最適



電気式調節計TYPE-2

— 営業品目 —

微圧計・イマージョンパイロメーター
電気式調節計・プログラム調節計
その他一般工業用計器各種



PDU-1

性 能

比例帯 2 ~ 500%
積分 0.01 ~ 100分
微分 0 ~ 8分

(誌名記入申込に型録進呈)



大倉電気株式会社

米国Swartwout社 本社・工場 東京都杉並区西田町2-407 TEL (398) 5111 (代表)
と技術提携 秩父工場 埼玉県秩父郡皆野町2076 TEL (皆野) 19・38番
大阪出張所 大阪市北区芝田町112(井上ビル24号室) TEL (36) 5791-5 5891-5 (交換)
小倉出張所 小倉市博労町63 富士ビル44号室 TEL 小倉 (5) 8621

最高の技術で…… 優れた経済性の……



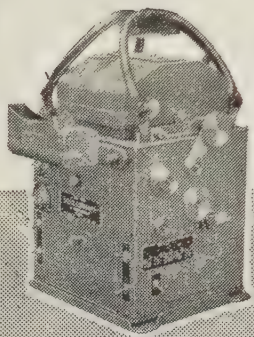
3222号

- リン青銅
- 洋 白
- ベリリウム銅
- モネルメタル

佐藤金属工業株式会社

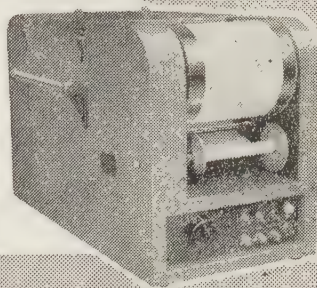
本社 東京都港区芝浜松町3丁目 TEL. 芝(431)7166(代表)
工場 浦和市白幡 966 TEL. 浦和2611・3162

共和の電磁オシログラフとオシログラム自動現像機



営業品目

抵抗線歪計
抵抗線歪測定器
抵抗線式トルクメーター
圧力計、荷重計、変換器等
加速度計、馬力計等
カールソン型計器
電子管式自動平衡計



MA型電磁オシログラフ

1. 電源は交流、直流共に使用可能
2. 暗室不要で白昼連続撮影可能
3. C、F型は、ガルバ系統が高電圧(3000V 1分間)に耐える

OD型オシログラム自動現像機

1. 小型で取扱が簡便かつ暗室不要
2. 現像むらのない均一な調子に仕上がる
3. 現像後データの長期保存にも水洗不要

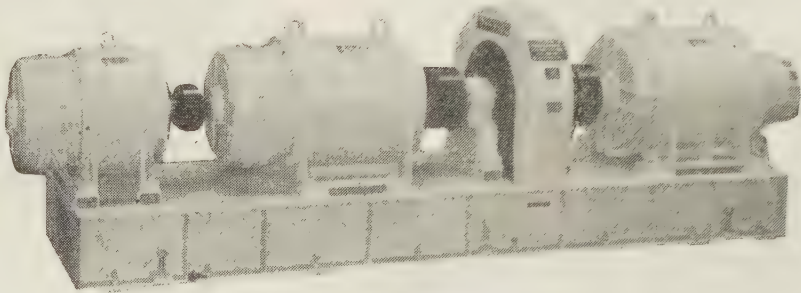


共和無線研究所

本社 東京都港区芝西久保保町19 電話東京(501)代表2444番
大阪出張所 大阪市北区宗是町10(中之島ビル内) 電話土佐堀(44)0058・0059番
名古屋出張所 名古屋市中区岩井通り4の3(マスマビル内) 電話南(32)2596-8番
福岡出張所 福岡市官内町25(官内ビル) 電話福岡(3)5565・6390番

電子計算機に クレーマ方式

ビジネス合理化の花形…電子計算機は、人間の何十倍何百倍という能力を発揮するだけに、供給電力はすこぶる良質でなければなりません。
デンセイの定周波定電圧装置は、クレーマ方式の完成により、優れた電子計算機に、なくてはならない電源になっています。



Densei

型録送呈

強電機製作50年の豊かな経験とすぐれた技術。



日本電氣精器株式會社

本社及向島工場 東京品田寺島町3-39
大阪営業所 大阪品田伊勢町34(日清ビル)
名古屋営業所 名古屋品田久屋町5-9(住友商事ビル)
札幌営業所 札幌市北八条西1-1
福岡営業所 福岡市天神町58(天神ビル4階)
高松営業所 高松市丸龜町4-0



科学冶金

日・英・米 製法特許

アイロン

鉄系含油軸受

ILタマ

電気接点

スパータ

金属黒鉛刷子

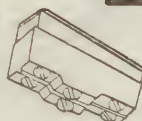
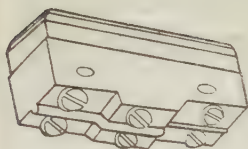
銀・タンクスステン・カーバイド
銀・タンクスステン
銅・タンクスステン
銀・ニッケル
銀・酸化銅
銀・グラファイト
銀・銅
各種銀接点

日本科学冶金株式会社

本社 大阪品田東区古市南通1-34
研究所 電話(33)6565・6566
第二工場 大阪品田東区古市南通2-1
第三工場 大阪品田東区古市南通2-9

世界に燦然たり……

1960年



2極マイクロスイッチ群

日本の技術
が生んだ

革新

技術

世界で最初
にして唯一

特徴と性能

この二極マイクロスイッチは本邦に於いては勿論、又その品種に於いては従来の単極の基本型と同一に超ゆる品種が完成致しましたことは世界でも最初の画期的なものです。この成功の理由はその動作が「応答の動き(M. D.)」に於いて外国品の欠陥(応答の動きが大きいこと、これは二極マイクロスイッチが海外に於いても、国内に於いても普及されない理由の一つと考えられます)を完全に除去したことです。これは正しく「マイクロスイッチの革命」新分野への肇明とまで云われる理由です。そして更に特徴は次の如く追加されるのです。

- | | |
|---------------------------------------|--------------------------|
| (1) 外寸 取付位置は単極基本型と同一 | 耐圧 1000V. A. C. 一分間 |
| (2) 機械的寿命は50万回以上、接点間隔は従来の単極品より広い。 | 絶縁抵抗 500V. 1000MΩ以上 |
| (3) 動作力、応答の動きも単極型と同一 | 動作に必要な力 (O. F.) 300~450g |
| (4) 単極品を2ヶ並べて使用するのと違いスイッチの投入、切断は2回路同時 | 動作迄の動き (P. T.) 0.5MAX |
| (5) 規格 | 動作後の動き (O. T.) 9.13MIN. |
| | 年りの力 (R. F.) 114g MIN |
| | 応答の動き (M. D.) 0.01±0.15 |

電流量 125・250V. 10A. A. C.

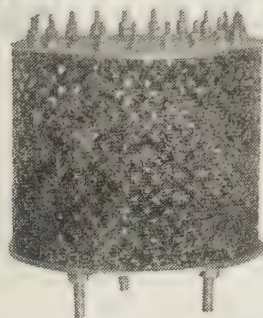


日本開閉器工業株式会社

東京都大田区馬込東3-644

TEL 東京(771) 8841~2・8379

磁気増巾器 定電圧装置 変圧器



巻鉄心型磁気増巾器

磁気増巾器や可飽和リアクトルは
寿命永く、故障少なく、故障
心配はございません。あらゆる
自動制御に御利用下さい。

どんな特性のものでもお作りいた
ます。

変圧器・電流線輪は無線通信機用、
整流器用、医療機用、研究用等各
種御要求に応じます。



磁気増巾器型低電圧装置

御申越次第カタログ郵送いたします。

鈴木電工株式会社

東京都豊島区西巢鴨 3-810 電話 池袋 (971) 3071・8133
第二工場 埼玉県戸田町上戸田南原2261 電話 坂 (0889) 4841

SDK

オートメーション化には、優良AVRを!!

定電圧

防衛庁自衛隊指定納入品
国・米・独特許
の御相談は
我国唯一の各種AVR
総合メーカーへ

あなたの優秀なる御設計には、次の同れが必ずミットします。

縮動型→TH型→周波数の影響なし、波形歪みなし、精度±1%以内、応答5秒以内	200kVA迄
→TB型→同上、同上、精度±1%以内、応答4秒以内	200kVA迄
→MR型→同上、同上、精度±3%以内、応答10秒以内	5kVA迄
磁気増幅型→MA型→46%~61%、歪率5%以内、精度±0.5%以内、応答10% (0.2秒) 以内	50kVA迄
→TM型→46%~61%、歪率5%以内、精度±0.5%以内、応答5% 以内	5kVA迄
電子管型→TR型→46%~61%、歪率5%以内、精度±0.1%以内、応答1% 以内	5kVA迄
鈔共振型→FS型→47~51、57~61%、精度±2%以内、応答1% 以内	5kVA迄
誘導型→LD型→46~51、56~61%、歪率10%以内、精度±2%以内、応答30秒以内	200kVA迄
定電流装置→CS型→46%~62%、精度±1%以内、応答1秒以内	5kVA迄
発電機用型→FR型→47%~61%、精度±2%以内、応答約1秒	500kVA迄
電気炉自動制御装置→弊社のAVRを使用し、高性能、高効率、低廉なる自動温度調節装置	200kVA迄
整流装置→SR型→電圧及周波数の変動する交流電源から、電圧精度±1%以内の安定した直流を得られる。	
瞬時制動モーター→起動トルク…大、3% (1/6秒) 以内に瞬時停止並に逆転、起動電流…小、サーボモーターに最適	



桂川電機株式会社

〔型録贈呈〕

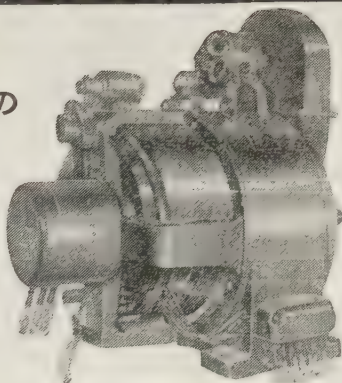
東京都大田区矢口町418番地
TEL (731) 0181 (代表) ~5

最も理想的な“無段変速”に

三相分巻整流子電動機

あらゆる機械の
速度調整に
最適

0.4 kW~220 kW
各種製作致します



〔カクロク贈呈〕

14p 150 kW 500/550V 50/60~
580~210/690~250 rpm



“定張力巻取・ロール用に”

三相トルク電動機

当社は永年に亘り独特の設計製作による最高性能を誇る製品

定張力巻取用 0.1 kg-M~15 kg-M

電線、ゴム、ビニール、セロファン、箔、銅板、
布、紙、フィルム等

ロール用 1 kg-cm~5 kg-cm

キューリングマシン、ホットフルドライヤー、シリ
ンダードライヤー等のテンションコントロールに
最適

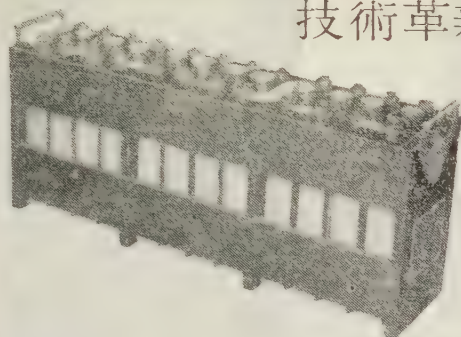
以上の標準品の外御要求により各種製作致します

株式会社 東電舎

本社 東京都港区芝浜松町2の2大門ビル 電話 (431) 1671, 2848~9
工場 東京都大田区御園3の8 電話 (731) 4006, 4253, (738) 0661

●本多アルカリ蓄電池

技術革新の時代にふさわしい!



本多アルカリ蓄電池は次の様な特徴を備えております

- ★小型軽量で容量が大きい。
- ★過充放電に耐え、取扱いが簡単で長寿命である。
- ★サルフェーションや極板の脱落が無く機械的にも強度が大きい。

■通産省 応用研究補助金受領
■通産省 工業化試験補助金受領
■東京 通産局長賞受賞
(於 第二回日本工業技術展)

●本多エレキ整流器

本多電機株式会社

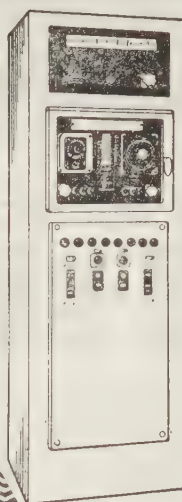
本社 東京都品川区上大崎4丁目190番地 電話大崎(491)3207, 6570, 6572
東京営業所 東京都千代田区丸ノ内2丁目(丸ビル328号) 電話和田倉(201)5635・5636
九州支店 福岡県飯塚市新飯塚本通4丁目 電話飯塚 385・1033
札幌営業所 札幌市北三条 東八丁目 電話札幌 (3) 4711



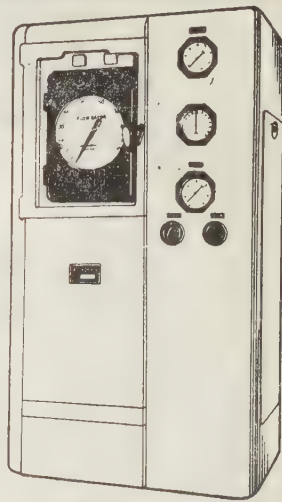
タイマー
コントロール

塩素処理装置

火力発電の福音!



タイマー制御盤



DV100型 塩素処理機

- ・復水器の閉塞防止
- ・真空度低下の防止
- ・燃料費の節減
- ・注入回数と時間の選択自由

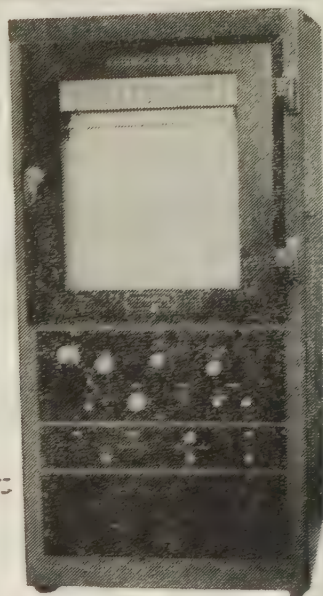
水道機工株式会社

東京都中央区八重州3の7 東京建物ビル
電話(201)0371番(代表)・工場(羽田・世田谷)

Shinkoh

■フルスケール 0.35 秒、最高の
応動速度を持つ X 軸■サーボ機
構へ時間送り相互の瞬時切替自
由な Y 軸■長時間の記録が行な
えるストリップチャート■用途に
応じて選拡できる 4 種の増幅器

X-Yレコーダー
AS6型



万能的な用途を持つ、高性能のX-Yレコーダーを完成しました

抵抗線歪計と応用計器

(誌名記入の上カタログご請求下さい)

新興通信工業株式会社

本社・工場
営業所

神奈川県逗子市桜山 760
東京・大阪・名古屋・福岡



最も合理化された熱処理



遠赤外線ヒーター

乾燥器・自動制御装置

赤外線・熱風乾燥装置
各種コンベアー・配電盤
各種ヒーター・計器類

印刷・繊維・金属
ゴム・製紙・樹脂工業用



遠赤外線焼付炉

永進電気株式会社

代理店 都瀬株式会社 大阪営業所

代理店 東京材料株式会社

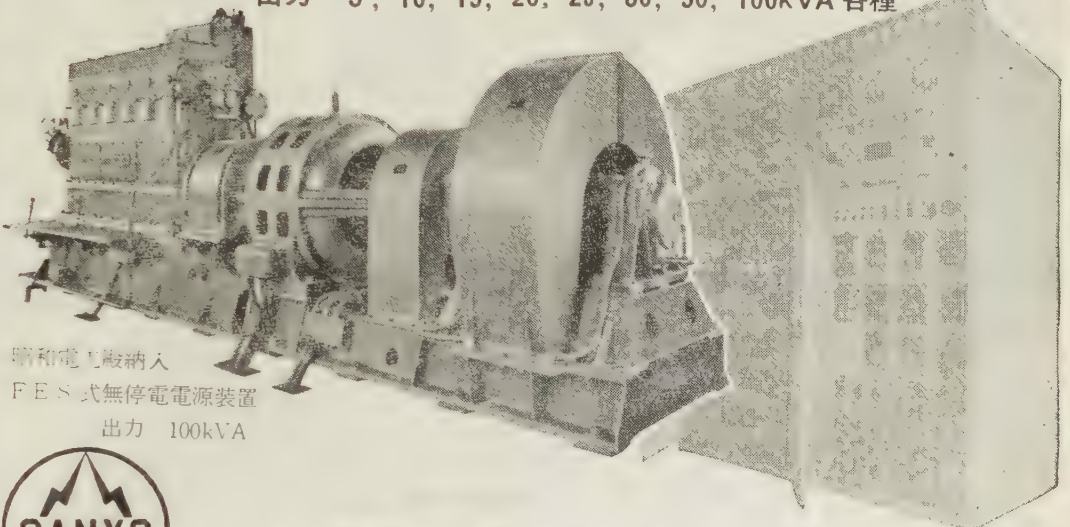
東京都品川区北品川 5-437
電話東京 441 局 7223 (代表)

大阪市北区老松町1の17大建ビル TEL(34)6331

東京都中央区銀座東 5-2 TEL(541)5301 (代)

交流無停電電源装置

出力 5, 10, 15, 20, 25, 30, 50, 100kVA 各種



昭和電機納入

FESS 式無停電電源装置

出力 100kVA



山洋電気株式会社

東京都豊島区巣鴨 6 / 1349

電話 東京 982 局 5151 ~ 9

工場・東京、上田



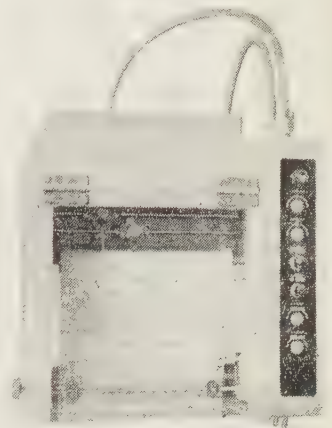
2Pen レコーダ

(多ペン高速、高感度レコーダー)

PBR-C 2 型

2つの現象も同時同速に1枚の
記録紙にペン書する試験研究
のデータ整理には至って便利で
安価な記録計です

記録方式	電子管自動平衡型
測定範囲	0 ~ 50mv
	0 ~ 5 mv (標準型)
	0 ~ 1 mv
日盛巾	180mm
記録紙	巻とり、送り出し
速度	20. 40. 80mm/hr
ペン速度	全目盛0.1sec以下



カタログ送呈

理化電機工業株式会社

東京・目黒区唐ヶ崎町 6 2 5 東京 (712) 3 1 7 1 ~ 4

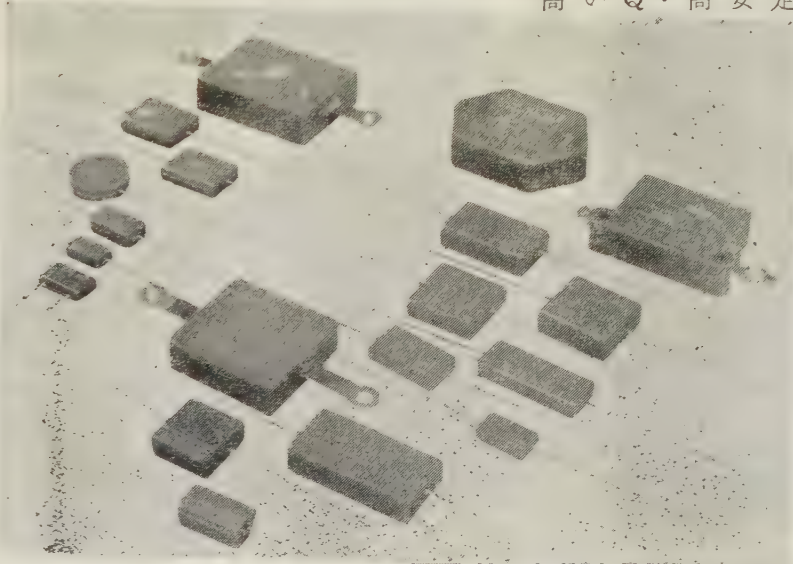
主製品

CO₂ガス燃焼計
水素ガス分析計
混合ガス分析計
電気式検塩計
温度計、記録計
電子管式工業計器

SOSHIN

シルバードマイカコンデンサ

高いQ・高安定度



搬送機器用
電子機器用
ラジオ・テレビ用

防衛庁 NDS 規格認定試験合格会社

双信電機株式会社

本社 東京都大田区馬込町西4の2 電話東京 (771) 8111 (代)
長野工場 長野県北佐久郡浅間町岩村田 電話 岩村田 2 1 1

本邦随一！ 最も信頼度の高い

Corona Electric

振動容量型

超微小電流計
電位
超絶縁計



VEM-303B

型 式	電位感度/1目盛	電流感度/1目盛	抵抗感度/1目盛
VEM-302A	5 mV	$10^{-13} \sim 10^{-8}$ A	$10^{15} \sim 10^{10} \Omega$
VEM-302B	5 mV \sim 500mV	$10^{-13} \sim 10^{-8}$ A	$10^{15} \sim 10^{10} \Omega$
VEM-303B	0.1mV \sim 100mV	$10^{-16} \sim 10^{-13}$ A	$10^{18} \sim 10^{13} \Omega$
VEM-304B	0.1mV \sim 100mV	$10^{-16} \sim 10^{-13}$ A	$10^{18} \sim 10^{13} \Omega$
VEM-305C	0.01mV \sim 100mV	$10^{-16} \sim 10^{-11}$ A	10



コロナ電気株式会社

取締役社長 柳 生 迪

本社 東京事務所 茨城県勝田市大字市毛 TEL 勝田 663
東京工場 茨城県台東区大塚 TEL (841) 0967, 5926
日立工場 茨城県日立市助川町2680 TEL 勝田 663
関西地区代理店 新日本電工株式会社 TEL 日立 (2) 1755, 1915
大坂市北区絹笠町50 堂ビル内 TEL (36) 1 1 4 1

乞誌名記入
呈カタログ

モーターを安全に運転する..

渦巻式熱動過負荷継電器

ヒライの渦巻式

サーマルリレーは

過負荷単相運転になると自動遮断する

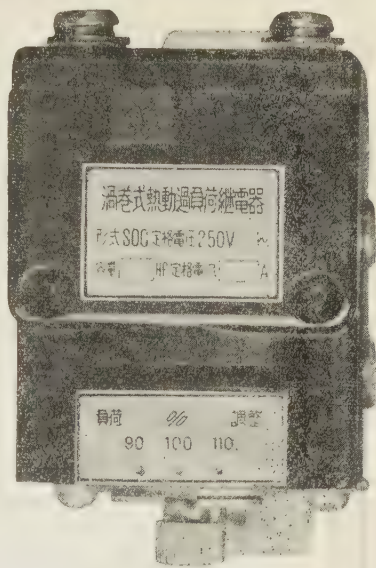
本器は、渦巻式バイメタルの動作特性と変流器飽和特性の両特性の結合を応用した新らしき保護継電器として登場しました。起動性・動作性・確実性・安定性・堅牢性・簡易性・低廉性において、他に類がないと確信して発売することになりました。どうかこのすばらしい性能を御試し下さい。

(目下電磁開閉器、渦巻式サーマルリレー内蔵の安全操作配電函製作中)

カタログが出来ましたから御要求下さい。

電気計器・継電器・変成器

(特許 実新出願済)

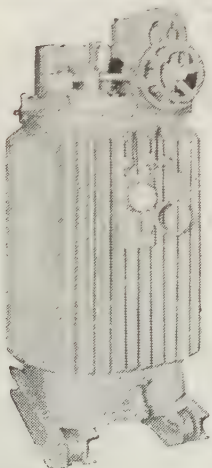


ヒライ電計機株式会社

本社工場 京都市下京区中堂寺北町28 電話壬生(84)1918・2428

第二工場 京都市右京区山の内山の下町2 電話壬生(84)9650

誘導電圧調整器



営業品目

- | | |
|----------|-----------|
| 電力用変圧器 | インダクション・ |
| 高圧変圧器 | コイル |
| 単巻変圧器 | テスラ・コイル |
| 誘導電圧調整器 | S.O式電気浄油機 |
| ネオン変圧器 | 鉄共振型定電圧装置 |
| 直流高圧発生装置 | 計器用変成器, |
| スポット・ | 変流器 |
| ウエルダー | 雑音防止器 |
| | 油試験機 |

定格
単相 50~
3,300V±50%
容量 40kVA

株式会社 整電社

東京都渋谷区元広尾町1番地

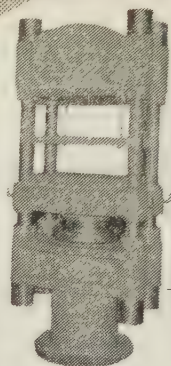
電話 東京(473)1687, 1860, 1861, 1862, 1863

製 作 品 目

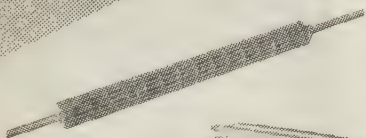
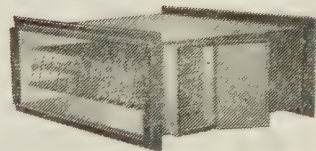
暖冷房・冷凍機用温熱風装置
各種フィンヒーター
気体・固体加熱用ヒーター
捻込型・挿込型・挟込型ヒーター
鋳込型ヒーター
ロールヒーター
凍結防止器用ヒーター

特許 シーズ線ヒーター

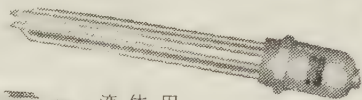
温風装置



プレスヒーター



ロールヒーター



液体用
捻込型ヒーター



半鋳込型
半田溶解用ヒーター

定評ある

硬質絶縁皮膜

積年の経験による

独特な設計

昭和電熱株式会社

東京都目黒区大岡山3020 TEL (717) 0362-2063

(カタログ呈)

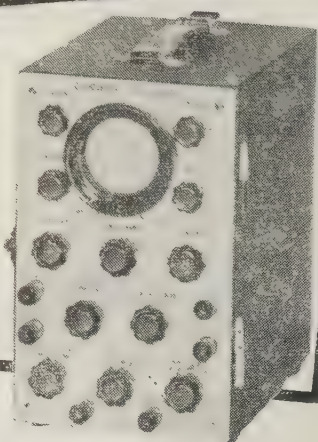
新しい機構
精密な工作

敏感な製品

電気計測器
工業計測器
通信測定器

専門

松下 横河
東芝 日本無線
沖電 島津
日本光電 岩崎



日本電計株式会社

東京都千代田区神田須田町1の28(都電須田町電停前) 電話(291) 5111~5



東京真空の

単結晶引上装置



本装置はGe, Si等の半導体を真空中又は不活性ガス雰囲気中にて
熔解し単結晶を製造する装置であります。
加熱方式は抵抗式、誘導式兼用で、写真は抵抗式の炉体を取付けた
時の外観であります。

引上速度及び回転速度は直流モーター直結で電源部にて逆転、正転、
速度の調節が行えます。

熔解温度は約 1500℃迄で自動温度調節計で調節可能であります。
不純物のドーピング装置附属

真空系 A-200型 油回転ポンプ 200ℓ/min 0.2KW
O F-300型 油拡散ポンプ 300ℓ/sec

常用真空度 10⁻⁵ mmHg

他機種としてゾーンレベリング装置、ゾーンリファニング装置、真空
金属熔解炉、焼鈍炉、ウラン棒エーチング装置等製作致して居ります。

単結晶引上装置 営業品目 回転型真空ポンプ 油拡散ポンプ 油ブースタポンプ
真空計 高真空バルブ 高真空排気セット
真空乾燥装置 各種真空装置 真空炉

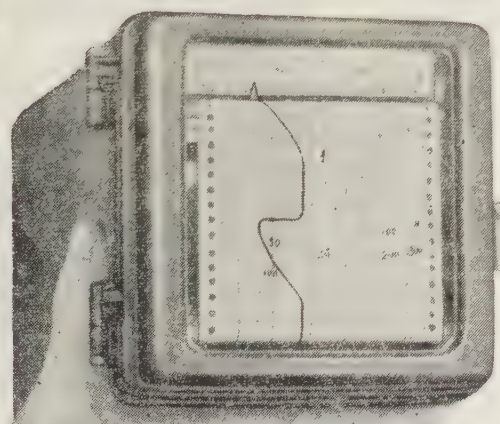
東京真空機械株式会社

本社 東京都大田区・日軒 819 電 738・1156・8
大阪出張所 大阪府・大田区・日軒南 5 奉天産業KK内

名古屋代理店 名古屋市中区東袋町2の2(株)小沢製作所
九州代理店 福岡市万行寺前町38 東洋砥福岡出張所

温度・電圧・電流・其の他各種の
測定記録に・又図示パネル用計器
としても最適です。

特許出願中



富士機器の 小型記録計

性 能

- ① 大きさ 130mm角 奥行 217mm
- ② 重 さ 約 3kg
- ③ 記録方式 熱ペン式
- ④ 記録紙有効巾 70mm記録紙 1巻10日間有効
- ⑤ 記録紙速度 1時間25mm/h~75mm/h
- ⑥ 感度 50μA又は20mV以上(フルスケール)
- ⑦ 使用電源 AC100V 50~or 60~6W
- ⑧ 電池等も使用せず

販売 富士電機製造株式会社
東京都千代田区丸の内2の6 電話(281)大代表7111
製造 富士機器株式会社
(旧社名 コッス測定器株式会社)



保護ガス雰囲気炉

設計
製作

最新の技術・最古の歴史

エ レ マ 発 熱 体
エ レ マ 電 気 炉
大 型 ニ ク ロ ム 炉
タノヤライト炭化珪素耐火物
エレマイド(SiC被膜)



東海高熱工業株式会社

本社 東京都千代田区神田旭町2大蓄ビル 電話 (251) 5131(代)
営業所 大阪・名古屋・福岡・富山・広島・仙台
工場 名古屋・京都

ねじの革命!!

ツバキの

ボールねじ

特許番号 252497



カクログ産品

椿本鋼球製造株式会社

本社・工場 奈良県北葛城郡当麻村尺土19 電代表 大和高田2742
大阪府北区南堀町5椿本ビル内 電大阪(36)3828・3606
東京営業所 東京都台東区浅草七軒町2 電東京(841)4828
名古屋営業所 名古屋市中区古沢町5の28朝岡ビル 電名古屋(32)6709

販売代理店

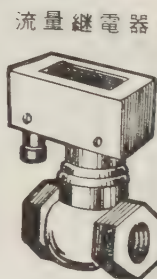
椿本興業株式会社



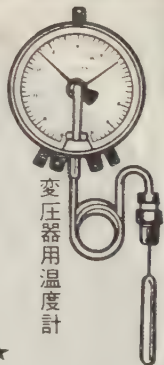
変圧器用及軸承用
温度計と流量継電器



温度継電器



流量継電器



変圧器用温度計

★主要製品目★

温度指示計 液面調節計 流量計 電磁開閉器
温度記録計 熱電温度計 電動ダンパー 浮子開閉器
温度調節計 抵抗温度計 バイメタル温度計 ドラフト計
湿度調節計 電磁弁 時限継電器 検塩計
圧力調節計 電動弁 表面温度計 電気式圧力計

株式会社

東邦計量器製作所

東京都三鷹市下連雀60番地
電話武蔵野(022)3局3256・4688

最大の生産と最高の品質管理を誇る



JIS表示許可
防衛庁認定工場

日本抵抗器

カタログ進呈

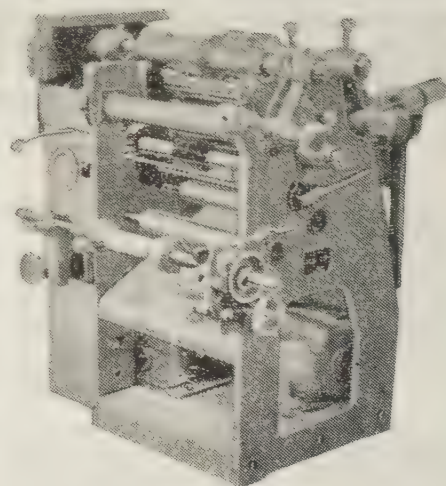


株式会社 日本抵抗器製作所

東京都品川区大井町2-2-38 電 (761) 0450・4211
9354・8394
大阪市大淀区南浜町2の26 電 (37) 6756 (代)

S スリッター

アルミ箔、コンデンサーペー
パー、ステコール、マイラー
等を所定の巾に切断し捲取る
もので、最大巾 300mmの資料
から最小巾5mm迄切断できる。
従来の機械を改造し、一新し
た新鋭機である。



株式 明製作所
会社

本社・東京都品川区大井町 491 9125-9
大阪出張所・大阪市北区堂島上2の39毎日産業ビル (34) 6540

— スターライト



ALP—

ふつ素樹脂製品

ポリ4ふつ化エチレン

- ▶ 棒 管 円筒 板 テープ
- ▶ 軸受 パッキング ピストンリング
- ▶ 絶縁・耐食・耐熱・耐寒・非粘着性
- ▶ 電気・機械・化学あらゆる工業材料

スターライト工業株式会社

本社 大阪市大淀区天神橋筋六の五 天六阪急ビル) 電話 大阪 (35) 5736・8102・7071
 東京支店 東京都中央区八重洲一の三 (呉服橋三和ビル) 電話 東京 (271) 5501 代表
 製造所 大阪市城東区茨田徳庵町一七〇八 電話 大阪 (33) 9031 代表

動作精度の高い タイムスイッチ

凡ゆる用途に応ずるため、いろいろな方式のものを
 をおこなっています。その他タイマーの応用による
 各種機械の自動寿命試験装置など。

自動試験装置

自動測定と良否の自動選別。光電管応用制御装置
 用器・電圧・電流・混線・流量・圧力・速度・張力其他凡
 ゆる工業量の異常検知装置。高速度計数制御装置
 全自動耐電圧試験装置。耐アーク試験装置他種々

遠隔表示装置

水位・ダンパー・貯蔵量其他凡ゆるものの位置表示
 温度・圧力・流量・液面・速度・混合率等の自動調節
 あらゆる情報の数値的伝達並に遠隔設定装置など
 [写真はセルシンによる遠隔水位表示装置の一例]

生産工程の
 品質管理の
 計量管理の
 試験装置の
 選別作業の
 自動化には……!

工業計測とオートメーションのための
 良いアイデアを豊富に用意している

岩佐電気科学研究所

大阪市東淀川区塚本町1丁目10
 電話 37-1334 (代表) ~ 6



新製品!

実験室・研究室に最適!

電子管式記録計

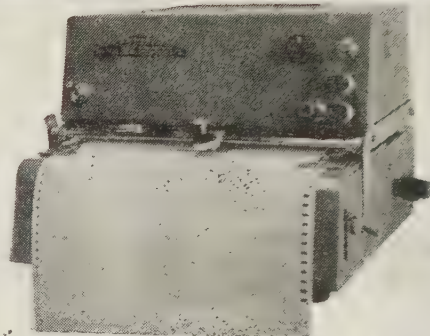
バリコーダ VR-100型

特 長

- 入力抵抗が大きい
- 零点調整全域
- 追従速度が速い
- 制動状態調整可能
- 送り速度3段切替式
- 小型・軽量・安価

◀ 営業品目 ▶

交直流定電圧装置	TV用各種測定装置
電子管応用計測機器	電子管式自動温度調節装置



日本電気機材株式会社

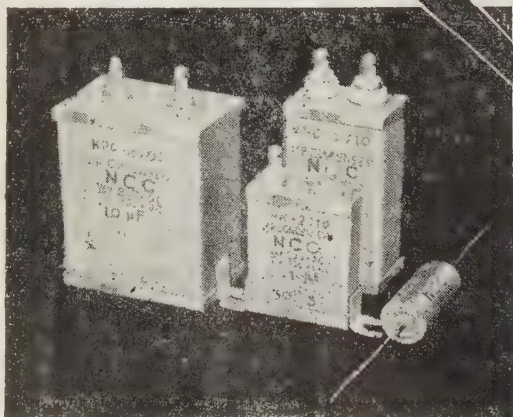
本社・工場 京都市中京区西ノ京上合町17
電話 84-4396-4398 82-0395-0396
東京サービス 東京都千代田区神田町 2-15
ステーション 電話 (231) 2236

NCC

エレクトロニクス・オートメーション用

高信頼度・高性能の

NCCコンデンサ



(カタログ贈呈)

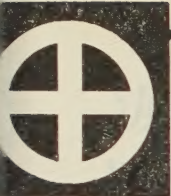
- NCC MP コンデンサー
.01 μ F-100 μ F 150-700 V
- NCCPH オイルチューブラー
.001-0.5 μ F 400 V -10 KVDC
- NCC シルバード マイカドン
IPF-0.01 μ F 1000 TVDC

NCC

JIS 表示許可工場

松尾電機株式会社

本社 大阪府豊中市洲到止124
電話 大阪 (39) 0828-0829
東京営業所 東京都千代田区神田淡路町2の6
電話 東京 (291) 4448-9

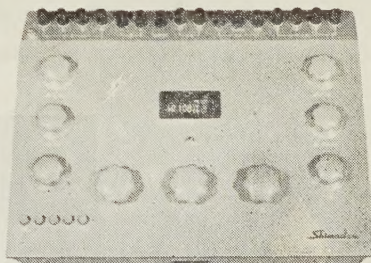


Shimadzu

あらゆる産業の生産性を高める
島津オートメーション計器

最高の精度・やさしい測定

現字式 万能直流電位差計 ブリッジ



PD形 現字式万能直流電位差計

測定範囲：高域0-1.61V、中域0-0.161V、低域0-0.0161V、倍率器による最高範囲 322V
許容差：高域 $\pm 0.01\% + 20\mu V$ 、中域 $\pm 0.015\% + 3\mu V$ 、低域 $\pm 0.015\% + 0.5\mu V$

BD形 現字式万能直流ブリッジ

測定範囲：100-0.01m Ω 、100-0.01 Ω 、100-0.01K Ω 、100-0.01M Ω
最小測定範囲：m Ω の小数以下3位

株式会社島津製作所

本社 京都市中京区河原町二条南
支店 東京・大阪・福岡・名古屋・広島・札幌



ひと目で読める測定値

45-47db以下の騒音

96-98%以上の効率

20000時間以上の寿命



大阪歯車工業株式会社

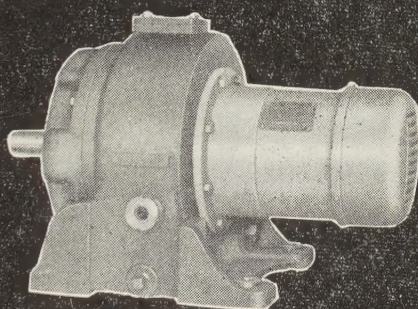
(旧称奈須野機械有限公司)

大阪府豊中市庄内西町

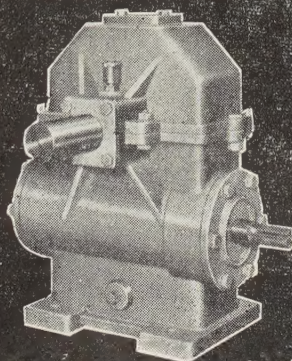
電話 大阪 (39) 121-4

東京店 東京都千代田区九段2の1 (千代田会館)

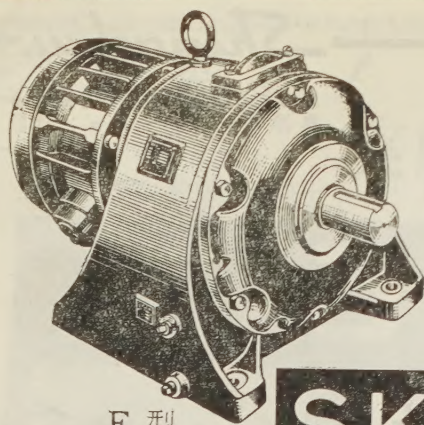
電話 九段 (331) 7160



MO型ギヤードモートル



W型ウォーム減速機



F 型

3

つの特徴

軽量 強力 低廉

SKKギヤードモートル

ギヤーシェービング・クラウニング加工



株式
会社

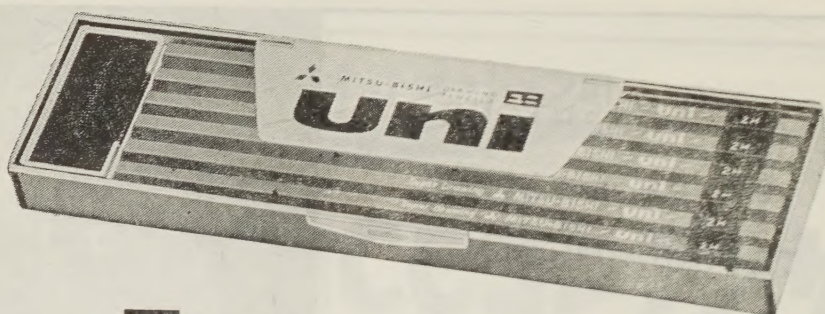
精機工業所

社長 龜山多通雄

尼崎市上坂部

電話 大阪 (48) 5921~7

支店 出張所 東京・福岡・札幌・名古屋



uni

ユニは三菱鉛筆の総力を挙げて完成した最高級の製図用鉛筆です。

ユニとは ONE の意味の英語で——現代に存在する唯一のもの——として敢えて名付けました。

三菱鉛筆

本誌広告取扱店

広

和

堂

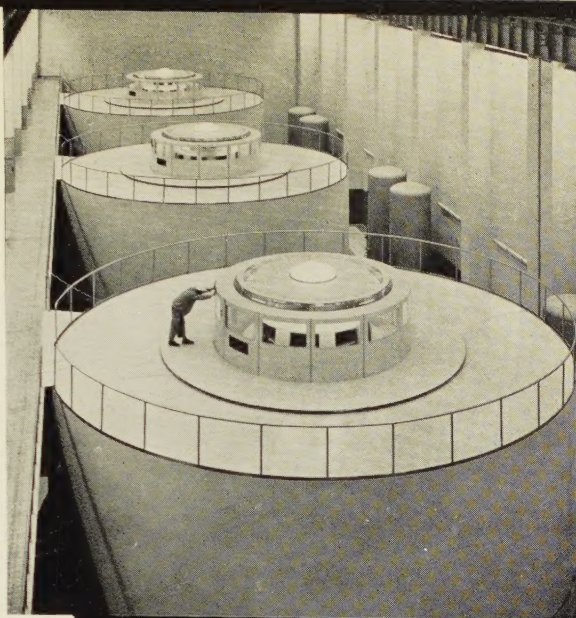
東京都中央区銀座西8ノ3

小鍛冶ビル5階電話(571) 6836
8763

電源開発に貢献する

三菱発電変電機器

三菱電機株式会社



105,000 kVA
カサ形水車発電機
(電源開発株式会社
田子倉発電所納)

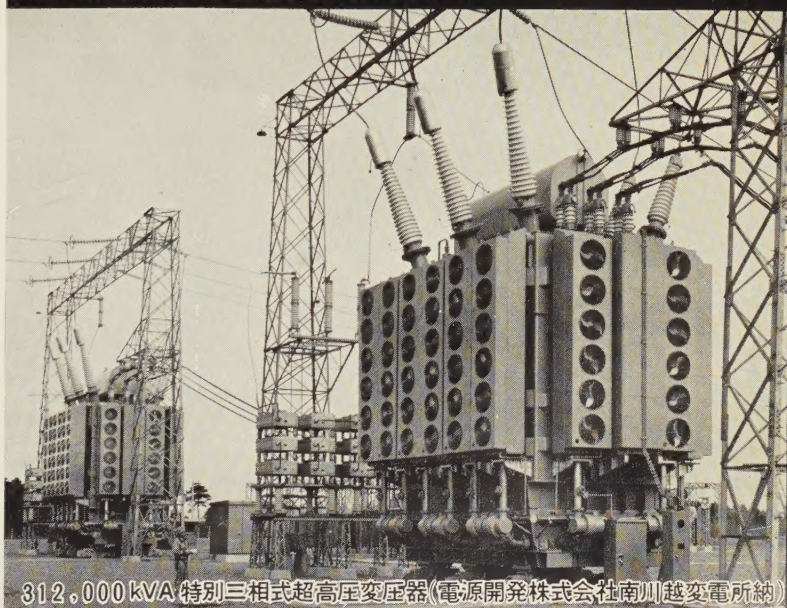


三菱が国産第1号機である 500 kW タービン発電機を完成して以来現在に至るまで 多年の経験とたゆまぬ技術研さんにより 斯界に独特の地歩を築き すでに 5,616,223 kW という驚異的な貢献をしてきました 関西電力・大阪発電所納入の内部冷却 208,696 kVA 機は現在好評裡に運転中

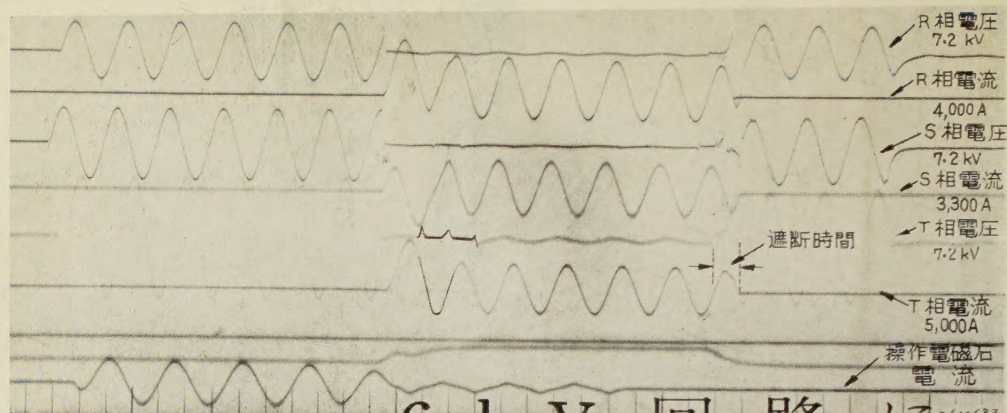
水車発電機は電源開発・田子倉発電所に 105,000 kVA 機を3台すえ付け 現在優秀な成績をもって運転中 これは単機容量としてはわが国最大のものであるばかりでなく カサ形機としては 世界でも有数の記録品であります

変圧器では 三菱独特の外鉄形Form-Fit 変圧器が 他の追従を許さない優秀性を誇り すでに 超高压139,500 kVA 器 260,000 kVA 器を完成 輸送上の悪条件にもかかわらず 大形変圧器を容易に組立輸送することができる特別三相方式を採用したのも当社独特の技術であります

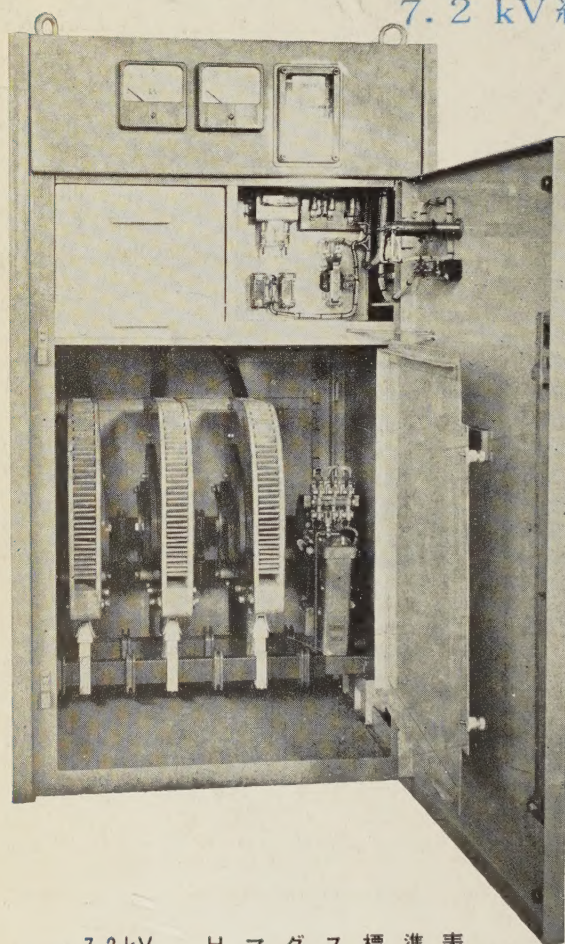
電源開発・南川越変電所に等価容量 312,000 kVA という東洋最大容量の超高压変圧器を納入——三菱の発電変電用機器は電源開発の花形としてめざましい活躍をつづけています



312,000 kVA 特別三相式超高压変圧器(電源開発株式会社南川越変電所納)



6 k V 回路に...
7.2 kV 級



日立の 高圧気中 電磁開閉器 「H マグス」

現在、好評を受けて量産中の 3.6 kV 高圧気中電磁開閉器の永年の経験を生かして設計製作したもので、6 kV 級電動機、6 kV 級所内配電回路および 6 kV 級動力用変圧器等の制御に絶好のものです。

特 長

- ① 小型、軽量、据付面積小。
- ② 長寿命（電氣的寿命 25万回以上、機械的寿命 250万回以上）
- ③ 交流電磁操作であり、自動運転、遠方操作も可能。
- ④ 高遮断容量（50MVA at 7.2kV.）遮断特性はオッシログラムの通り、7.2 kV において50MVA を完全に遮断している。

7.2 kV H マグス 標準表

型 式	定格電圧 (V)	定格電流 (A)	遮断容量 MVA at 7.2kV	最大電動機容量 (kW) (6,000-6,600V)	付属計器
SD-WHP12	7,200	200	50	1,500	Ⓐ
SD-WHP22	7,200	200	50	1,500	Ⓐ Ⅴ
SD-WHP32	7,200	200	50	1,500	Ⓐ Ⅴ ⅳ
SD-WHP42	7,200	200	50	1,500	Ⓐ Ⅴ ⅳ ⅳ

Ⓐ 電流計

Ⅴ 電圧計

ⅳ 積算電力計



創業 50 周年 資本金 300 億 日立製作所